E. U. V.

Estudis Universitaris de Vic
Escola Universitària Politècnica d'Osona
Adscrita a la Universitat Politècnica de Catalunya
Enginyeria Tècnica de Telecomunicació
especialitat en Sistemes de Telecomunicació

ADQUISICIÓ I DISTRIBUCIÓ DEL SENYAL

Temari curs 1996-7

OBJECTIUS

Malgrat que la immensa majoria dels senyals presents en els àmbits de l'electrònica són intrínsecament analògics, cada dia és més atraient el seu tractament i processament digital. Per aconseguir aquest tractament digital dels senyals és necessari que els actuals processadors digitals (majoritàriament ordinadors personals de mitjanes i altes prestacions, i workstations) tinguin accés als senyals digitalitzats.

Els sistemes encarregats d'adquirir aquests senyals, digitalitzar-los i subministrar-los a l'ordinador, així com de treure'ls cap al món exterior una vegada han estat processats són els anomenats Sistemes d'Adquisició i Distribució de Senyals (SADS).

Aquesta assignatura tracta l'adquisició i la distribució de senyals en tota la seva amplitud: des dels sensors o transductors fins a l'ordinador, passant pels condicionadors i els convertidors A/D; i des de l'ordinador fins a l'accionador final, passant pels convertidors D/A, els reconstructors de senyals i els condicionadors de sortida. En aquest tractament es posa un èmfasi especial en les problemàtiques del soroll i dels errors dels diferents subsistemes.

El desenvolupament de l'assignatura està orientat al disseny i realització pràctica dels SADS. Així doncs, es dóna una gran importància a les pràctiques de laboratori, on es dissenyarà i realitzarà un sistema complet d'adquisició de senyals, i on també es prendrà contacte amb SADS comercials.

PROGRAMA

Capítol 1. Introducció a l'adquisició i distribució del senyal. (3h)

- 1.1. Conceptes generals.
- 1.2. Funcions en l'adquisició i distribució de senyals.
  - 1.2.1. Transducció.
  - 1.2.2. Conversió analògica-digital.
  - 1.2.3. Condicionament de senyals.
- 1.3. Arquitectures per a l'adquisició i distribució de senyals.
  - 1.3.1. Sistemes de baix i alt nivell.
  - 1.3.2. Sistemes centralitzats, descentralitzats i distribuïts.
  - 1.3.3. Sistemes unibús i multibús.
  - 1.3.4. Sistemes d'assaig: estímul i mesura.
  - 1.3.5. Sistemes en línia i fora de línia.
  - 1.3.6. Sistemes integrats per a adquisició de senyals.
- 1.4. Marge dinàmic i relació senyal-soroll (S/N).

Capítol 2. Sensors i actuadors. (5h)

- 2.1. Tipus de sensors.
  - 2.1.1. Classificació dels transductors.
- 2.2. Característiques dels sensors.
  - 2.2.1. Característiques estàtiques.
  - 2.2.2. Característiques dinàmiques.
- 2.3. Transductors bàsics.
  - 2.3.1. Transductors resistius.
  - 2.3.2. Transductors de reactància variable i electromagnètics.
  - 2.3.3. Transductors generadors.
  - 2.3.4. Transductors digitals.
  - 2.3.5. Transductors basats en unions semiconductores.
- 2.4. Actuadors.
  - 2.3.1. Actuadors electromecànics.
  - 2.3.2. Altres actuadors.

Capítol 3. Condicionament dels senyals d'entrada. (10h)

3.1. Problemes de condicionament i alternatives.
3.1.1. Tipus de senyals.
3.1.2. Operacions amb senyals.
3.1.2.1. Operacions amb senyals analògics.
3.1.2.2. Operacions amb senyals digitals.
3.1.3. Errors en el condicionament de senyals.
3.1.3.1. Errors estàtics.
3.1.3.2. Errors dinàmics.
3.2. Interfície amb els sensors analògics.
3.2.1. Divisors de tensió.
3.2.2. Ponts d'impedàncies.
3.2.3. Amplificació
3.2.3.1. Desequilibris i derives en els OP-AMP.
3.2.3.2. Amplificadors diferencials: CMRR.
3.2.3.3. Amplificadors d'instrumentació.
3.2.3.4. Amplificadors d'aïllament
3.2.3.5. Compatibilitat entre senyals i amplificadors.
3.2.4. Processament analògic de senyals.
3.2.4.1. Linealització analògica.
3.2.4.2. Correcció de derives.
3.2.4.3. Demodulació síncrona.
3.3. Filtrat.
3.4. Interfície amb els sensors digitals.
3.4.1. Condicionament de nivells de tensió.
3.4.2. Conversions de codi.
3.4.3. Condicionament de sortides d'interruptors.

Capítol 4. Soroll i tècniques de reducció del soroll. (4h)

4.1. Propietats del soroll.
4.1.1. Valor eficaç del soroll.
4.1.2. Factor de cresta.
4.1.3. Suma de senyals de soroll.
4.1.4. Relació senyal/soroll (S/N).
4.1.5. Espectre del soroll.
4.1.6. Amplada de banda equivalent del soroll.
4.1.7. Soroll blanc.
4.1.8. Soroll 1/F o de baixa freqüència.
4.1.9. Soroll en un C.I.
4.2. Fonts de soroll intrínsec.
4.2.1. Soroll tèrmic.
4.2.2. Soroll de granalla (shot noise).
4.2.3. Soroll de contacte (flicker noise o contact noise).
4.3. Soroll en un amplificador operacional.
4.4. Tècniques de reducció del soroll.
4.4.1. Soroll en els circuits digitals.
4.4.2. Soroll degut al disseny del circuit imprès.
4.4.3. Soroll degut als connexionats de terra.
4.4.4. Apantallaments i "guardes".
4.4.5. Sumari de les tècniques de reducció del soroll.

Capítol 5. Conceptes fonamentals en l'adquisició de senyals. (2h)

- 5.1. Mostreig de senyals.
  - 5.1.1. Mostreig ideal uniform.
  - 5.1.2. Mostreig natural.
  - 5.1.3. Mostreig "Flat-Top".
  - 5.1.4. Mostreig i retenció.
  - 5.1.5. Mostreig repetitiu seqüencial.
- 5.2. Quantificació.
  - 5.2.1. Quantificació uniforme.
  - 5.2.2. Quantificació no uniforme.
- 5.3. Codificació.
  - 5.3.1. Codis binaris unipolars.
  - 5.3.2. Codis binaris bipolars.
  - 5.3.3. Altres codis.

Capítol 6. L'etapa frontal en l'adquisició de senyals. (6h)

- 6.1. Multiplexat per divisió del temps (TDM).
  - 6.1.1. Interruptors analògics.
    - 6.1.1.1. L'interruptor ideal i l'interruptor real.
    - 6.1.1.2. Tipus d'interruptors analògics.
  - 6.1.2. Multiplexors analògics.
    - 6.1.2.1. Estructura i tipus.
    - 6.1.2.2. Paràmetres i errors dels multiplexors analògics.
    - 6.1.2.3. Subcommutació de canals.
  - 6.1.3. Multiplexors digitals.
- 6.2. Amplificadors programables.
  - 6.2.1. Amplificadors de guany programable.
  - 6.2.2. Temps d'establiment (settling time, t_s).
- 6.3. Amplificadors de mostreig i de retenció (S&H).
  - 6.3.1. Estructura bàsica d'un amplificador S&H.
  - 6.3.2. Paràmetres i errors dels amplificadors S&H.
  - 6.3.3. Tècniques per augmentar la velocitat de mostreig.
  - 6.3.4. Circuits per amplificadors S&H.

Capítol 7. Convertidors de dades. (6h)

- 7.1. Terminologia i especificacions.
- 7.2. Convertidors D/A.
  - 7.2.1. Convertidors D/A de resistències ponderades.
  - 7.2.2. Convertidors D/A de resistències en escala.
- 7.3. Convertidors A/D.
  - 7.3.1. Convertidors A/D paral.lels.
  - 7.3.2. Convertidors d'aproximacions successives.
  - 7.3.3. Convertidors sigma-delta.
  - 7.3.4. Convertidors de rampa: simple, doble i triple.
  - 7.3.5. Convertidors tensió-freqüència.
- 7.4. Errors i soroll en els convertidors.
- 7.5. Control de la conversió.
  - 7.5.1. Connexió del convertidor.
  - 7.5.2. Control i modes de funcionament.
  - 7.5.3. Disseny d'un programa d'adquisició de senyals.

Capítol 8. Anàlisi d'errors i calibrat en l'adquisició de senyals. (2h)

- 8.1. Errors sistemàtics i errors aleatoris.
- 8.2. Fonts d'error.
- 8.3. Estimació de l'error total.
- 8.4. Calibrat en l'adquisició de senyals.
- 8.5. Correcció dels errors de zero.

Capítol 9. L'etapa de sortida en la distribució de senyals. (2h)

9.1. Obtenció de senyals analògics.
9.2. Desmultiplexat.
9.3. Reconstrucció de senyals: extrapolació.
9.4. Filtrat i reducció de transitoris.
9.5. Sortida de dades: bucles de massa i aïllaments optoelectrònics.

PRÀCTIQUES DE LABORATORI

Les pràctiques de laboratori serveixen per donar suport pràctic als conceptes introduïts en les classes teòriques. Es realitzaran les pràctiques següents:

1. Disseny i implementació d'un sistema d'adquisició i distribució de dades.
2. Estudi i utilització d'un SADS comercial.
3. Sound Beaster

AVALUACIÓ

L'assignatura s'avaluarà a partir de les proves, problemes i pràctiques realitzades al llarg del curs, segons el següent criteri:

* Proves i problemes realitzats durant el curs: 20% de la nota final.
* Valoració dels resultats aconseguits en les pràctiques: 30% de la nota final.
* Prova global realitzada al final del quadrimestre: 50% de la nota final.

La superació de l'assignatura amb l'obtenció de la nota final calculada en l'apartat anterior estarà condicionada a la superació dels problemes i qüestions teòriques per una banda, i a la valoració positiva dels resultats pràctics aconseguits en el laboratori per l'altra banda.

Les pràctiques comencen el 10 d'abril (dijous) i acaben el 5 juny

El parcial és el 3 d'abril i entra fins el T3 i 1/2 T4

Dossiers nº 287 → 330, nº 288 → 350, nº 289 → 490, nº 290 → 250 : Apunts

nº 295 → 700 : Annex pràctiques

BIBLIOGRAFIA

Bibliografia bàsica:

Ramón Pallás Areny; *Adquisición y distribución de señales,* Ed. Marcombo. 1.993

Ramón Pallás Areny; *Transductores y acondicionadores de señal,* Ed. Marcombo. 1.989

Bibliografia de consulta i ampliació:

Sensors i transductors:

Norton, Harry N.; *Sensores y analizadores,* Ed. Gustavo Gili. 1.982

Serie Mundo Electrónico; *Transductores y medidores electrónicos,* Ed. Marcombo. 1.983

Amplificadors operacionals:

Franco, Sergio; *Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits,* Ed. McGraw-Hill. 1.988

Gayakwad, Ramakant A.; *Op-Amps and Linear Integrated Circuits,* Ed. Prentice Hall. 1.993

Condicionadors de senyal:

Sheingold, D.H.; *Transducer Interfacing Handbook,* Analog Devices. 1.981

Soroll i tècniques de reducció de soroll:

Ott, Henry W.; *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems,* Ed. John Wiley & Sons. 1.988

Teoria del senyal:

Taub & Schilling; *Principles of Communication Systems,* Ed. McGraw-Hill. 1.986

Adquisició de senyals:

Tompkins, W. J.; *Interfacing sensors to the IBM PC,* Ed. Prentice-Hall. 1.988

Tran Tien Lang; *Electronique des systèmes de mesure,* Ed Mason, S.A. (París). 1.983

Wobschall, D.; *Circuit design for electronic instrumentation,* Ed. McGraw-Hill. 1.987

Redacción de EDITEC/REDE; *Adquisición de datos (del sensor al ordenador),* Ediciones Técnicas REDE. 1.989

E. U. V.
Estudis Universitaris de Vic
Escola Universitària Politècnica d'Osona
Adscrita a la Universitat Politècnica de Catalunya
Enginyeria Tècnica de Telecomunicació
especialitat en Sistemes de Telecomunicació

ADQUISICIÓ DEL SENYAL

Apunts de classe
Capítols 1 i 2

Antoni Suriñach i Albareda

CAPÍTOL 1.- INTRODUCCIÓ A L'ADQUISICIÓ I DISTRIBUCIÓ DEL SENYAL

1.1.- Conceptes generals

Sistema: conjunt d'elements o parts organitzats per realitzar una funció determinada.

Sistema electrònic: és aquell sistema en el qual els seus elements o parts realitzen les seves funcions específiques per mitjans electrònics.

SADS de mesura i control:

a) Les entrades solen ser en forma de variables físiques, elèctriques o no.

b) Les sortides solen ser en forma de variables físiques, o de presentació visual o acústica.

c) La seva missió sol consistir en realitzar una sola feina, encara que amb graus de complexitat molt diversos

Disseny d'un SADS → consideració de les parts que l'integren
→ " de les seves feines respectives

La identificació de cada part la podem fer a nivell de →
- a) TRT
- b) component
- c) circuit
- d) subsistema

a) Dissenyador de C. Integrats → Sistema final: C. Integrat monolític o híbrid

b) " de circuits, basats en elements discrets → Sistema final: C. Imprès.

c) Dissenyador d'equips electrònics → Sistema final: Equip o Instrument.

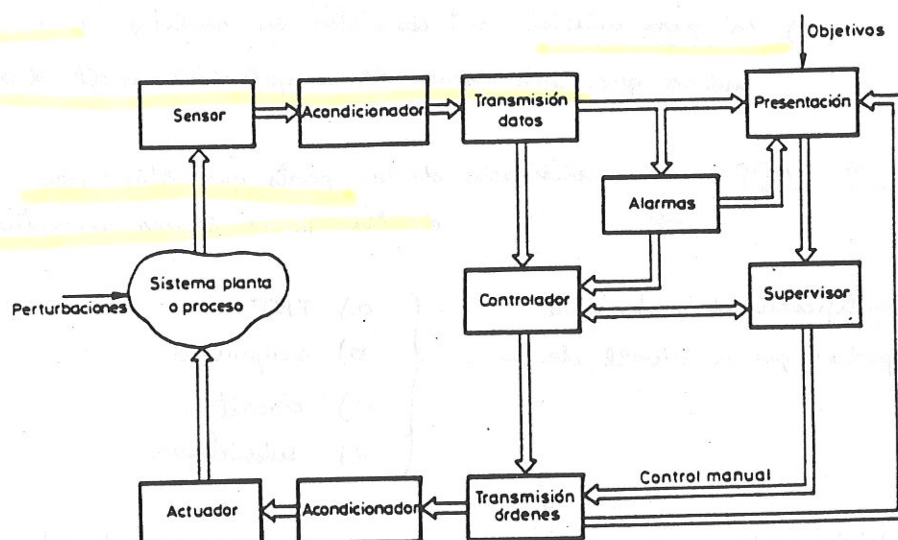
d) Dissenyador de sistemes de tractament de dades, comunicació, mesures o control. → Sistema final: Interconnexió d'equips distants.

OBJECTIU DE L'ASSIGNATURA: Disseny de SADS a nivell de components i de subsistemes però no de TRT. (amb preferència ens situarem a nivell de components).

Cost estimat d'un sistema electrònic de mesura, de complexitat mitjana (1992)	Circuits electrònics → 35% - 15% Software → 45% - 55% Cablejat i connectors → 15% - 20% Manteniment → 5% - 10%

1.2.- Funcions en l'adquisició i distibució de senyals

En un sistema de mesura s'ha d'adquirir la informació (en forma de senyals analògics o digitals), processar-la i presentar-la. De vegades, ademés, s'ha d'enregistrar. En els sistemes de control s'ha de comparar el resultat de la mesura amb els objectius establerts i actuar en conseqüència damunt el sistema físic. En la figura següent es presenta l'estructura general d'un SADS per mesura i control:



1.2.1.- Transducció

El sensor o transductor és el primer element d'un SADS. La seva missió consisteix en llegir la magnitud d'interès

- mecànica
- tèrmica
- elèctrica
- magnètica
- òptica
- química o molecular

Generalment l'element de mesura és un sensor o transductor d'entrada, que converteix energia d'una forma física en una altra forma física (en el nostre cas, elèctrica).

* La quantitat d'energia convertida és molt petita, per tal de no afectar el procés → Aleshores fa falta condicionar-la (amplificar-la, etc...) per tal d'adaptar-la a les etapes següents.

Paràmetres bàsics d'un sensor

a) Marge o Camp de mesura → Són aquells valors entre els quals el sensor és capaç de mesurar, mantenint les especificacions del fabricant.

b) Sensibilitat → És la relació entre la magnitud de sortida i la d'entrada, en absència d'errors.
  * Si Sensibilitat = ctant en tot el marge de mesura, es diu que el sensor és lineal.

c) Resolució → És el menor canvi en la magnitud d'entrada que es pot detectar en la sortida.

d) Exactitud → Descriu el grau de coincidència entre el valor real de l'entrada i el valor deduït a partir de la sortida obtinguda i la sensibilitat.

Quan interessi controlar una magnitud física, el resultat de la comparació entre la mesura d'aquesta magnitud i el seu valor desitjat, a partir d'uns algorismes de control, s'ha de convertir novament en la forma d'aquesta magnitud física → En aquest cas fa falta una transducció de sortida

Transductors que donen sortida no-elèctrica a partir d'una entrada elèctrica:
- Sortida mecànica → accionaments o actuadors
- Sortida tèrmica → calefactors / refrigeradors
- Altres → ultrasons, radiacions òptiques (laser), etc

1.2.2. – Conversió analògica / Digital

- Sortida dels sensors → Senyal analògic (continu en l'amplitud i en el temps)
- Entrada dels sistemes de processat → Senyal digital (binari: continu en el temps, però només amb 2 nivells de tensió).

En algun punt del SADS fa falta fer la conversió A/D.

Conversió Analògica / Digital dels senyals

aquesta conversió es fa en 3 passos:
1) Mostreig
2) Quantificació
3) Codificació

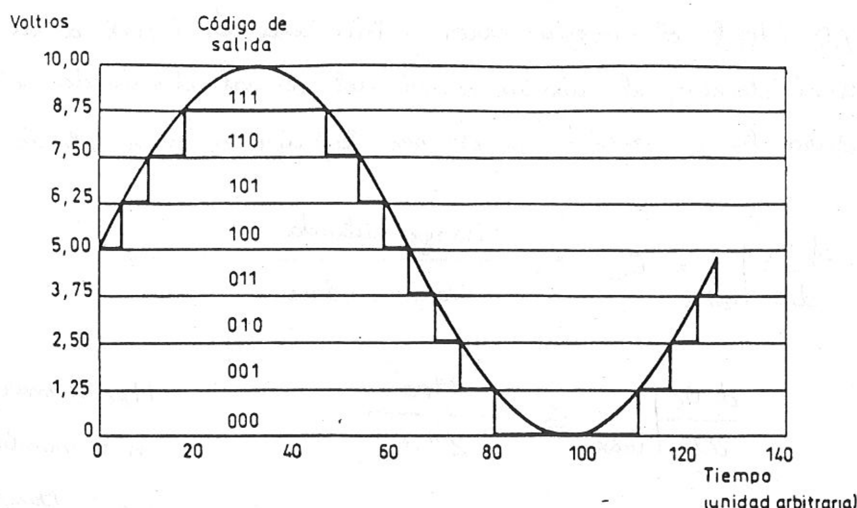
1) Mostreig: Consisteix en representar un senyal analògic (continu en l'amplitud i en el temps) en forma d'un senyal continu en l'amplitud, però discret en el temps (en instants determinats).

2) Quantificació: Consisteix en representar el senyal anterior mitjançant un nombre finit de valors distints, en instants determinats.
Si el convertidor és de "n" bits, hi ha 2^n valors o estats possibles.

3) Codificació: Consisteix en la representació del valor assignat al senyal mitjançant combinacions de símbols que es representen habitualment amb 2 nivells de tensió "1" i "Ø".

Els circuits "convertidors analògics/digitals" (ADC ó CAD) realitzen habitualment aquests tres passos, encara que en cassos determinats es pot encarregar la missió de mostrejar a un circuit especialitzat.

En la figura següent es mostren els 3 passos



Exemple

Un CAD de 12 bits admet 2 marges d'entrada diferents: 0 a 5 V i -5 a +5 V. Quina és, en cada cas, l'amplitud de l'interval de tensions d'entrada que correspon a cada estat?

Primer cas: 0 a 5 V.

Marge de tensions $M_{FE} = 5V - 0V = 5V$

interval de tensions $= q = \dfrac{5V}{2^{12}} = \dfrac{\text{Marge d'entrada}}{\text{núm. d'estats}} = 1{,}22\ mV.$

Segon cas: -5V a +5V

Marge de tensions $M_{FE} = 5V - (-5V) = 10V$

interval de tensions $= q = \dfrac{10V}{2^{12}} = 2{,}44\ mV$

Aquest interval de tensions d'entrada que hem trobat es correspon amb la resolució del CAD, és a dir, el mínim increment de la tensió d'entrada que produeix un canvi de codi a la sortida.

La conversió triga un cert temps. Durant aquest temps de conversió el valor del senyal d'entrada no pot variar més que el màxim error o incertesa que provoqui el CAD, ja que sinó donaria un codi erroni.

En un CAD ideal, el màxim error o incertesa és igual a la seva resolució (q). Així doncs, el màxim canvi del senyal d'entrada durant tot el temps que dura la conversió ha de ser inferior a la resolució del CAD.

$$\left.\frac{d v_i}{dt}\right|_{màx} \times t_C \leq \frac{\text{Marge entrada}}{\text{Nombre estats}}$$

$$\left.\frac{d v_i}{dt}\right|_{màx} \leq \frac{M_{FE}}{2^n \cdot t_C}$$

M_{FE} = marge d'entrada
n = nombre de bits
t_C = temps de conversió

Exemple

Disposem d'un ADC 08012, CAD de 12 bits, amb un temps màxim de conversió de 25 μs. Si acceptem que el CAD és ideal, quina és la màxima freqüència que pot tenir un senyal sinusoïdal a convertir en el qual la seva amplitud pic a pic coincideixi amb el marge d'entrada del CAD.

Suposem el CAD amb un marge d'entrada M_{FE}

per tant, $q = \frac{M_{FE}}{2^{12}}$

El senyal sinusoïdal és $v(t) = \frac{M_{FE}}{2} \cdot \sin(2\pi f t)$

$$\left.\frac{d v_i(t)}{dt}\right|_{màx} \leq \frac{M_{FE}}{2^n \cdot t_C}$$

$$\left.\frac{d v_i(t)}{dt}\right|_{màx} = \left.\frac{d\left[\frac{M_{FE}}{2} \cdot \sin(2\pi f t)\right]}{dt}\right|_{màx} = 2\pi f \cdot \frac{M_{FE}}{2} \cdot \cos(2\pi f t)\Big|_{màx}$$

$$= 2\pi f \cdot \frac{M_{FE}}{2} = \pi f \cdot M_{FE}$$

finalment,

$$\pi f \cdot M_{FE} \leq \frac{M_{FE}}{2^n \cdot t_C}$$

$$f \leq \frac{1}{2^n \pi \cdot t_C} = \frac{1}{2^{12} \cdot \pi \cdot 25\,\mu s} = 3{,}1 \text{ Hz}$$

El resultat d'aquest exemple posa de manifest una limitació important dels CAD
→ No poden convertir el valor instantani de senyals d'evolució ràpida.

Aquesta limitació es soluciona posant davant del CAD un dispositiu que pren una mostra del senyal a convertir i la manté durant tot el temps que dura la conversió. Aquest dispositiu s'anomena "Amplificador de Mostreig i de Retenció" (Sample and Hold, S/H).

Incloent-hi el circuit S/H, en l'equació de l'exemple anterior es pot substituir el temps de conversió (t_c) pel temps d'incertesa en el qual es pren la mostra (temps d'obertura, t_o). Donat que aquest temps és 3 ó 4 ordres de magnitud inferior a t_c, la freq. màxima a l'entrada s'augmenta en aquests 3 ó 4 ordres de magnitud.

* En el cas invers, és a dir, quan hem d'obtenir una tensió analògica a partir d'un controlador digital, s'utilitza un convertidor digital/analògic, CDA (DAC). La seva velocitat de conversió també és finita (encara que molt més elevada que un CAD), i pot fer falta retenir el valor digital a convertir en un latch, etc...

1.2.3.- Condicionament de senyals

Per tal d'aprofitar el marge dinàmic de sortida del CAD (i disminuir l'error relatiu en la sortida) cal que el marge d'amplituds del senyal d'entrada coincideixi amb el marge d'entrada del convertidor M_{FE}.

Així, doncs, s'ha d'amplificar la sortida del sensor, evitant, però, la saturació de l'amplificador. Al mateix temps s'han de compatibilitzar la sortida del sensor i l'entrada del DAC.

Sortida sensor: unipolar o diferencial

$R_S \cong$ entre $0\,\Omega$ i Alta Impedància

Entrada CAD : Normalment Unipolar

$Z_i \simeq 1 - 10 K\Omega$

Els circuits de condicionament del senyal s'encarreguen de:

1) amplificació
2) filtrat
3) adaptació d'impedàncies, marges i offsets.

a demés, poden realitzar funcions de:

- linealització de sensors
- diferenciació de senyals
- integració
- detecció d'errades
- comparació de límits, etc.

IMPORTANT

"Totes aquestes operacions s'han de fer mantenint els errors dintre de marges acceptables"

El fet de condicionar els senyals també s'anomena "PROCESSAT DEL SENYAL"

Processat Analògic Processat Digital

* més ràpid
* més car (en components)

(Només s'utilitzen senyals elèctrics)

* més flexible

(Cal convertir els senyals en altres formes físiques o canviar de dominis → cal una INTERFÍCIE)

Quan es connecten elements distants, els punts respectius que s'utilitzen com a referència poden estar a distint potencial. Aleshores convenen aïllaments galvànics que interrompin la continuïtat òhmica al llarg de tot el circuit, però que deixin passar la informació → Normalment Optoaïlladors

1.3.— Arquitectures per a l'adquisició i distribució de senyals

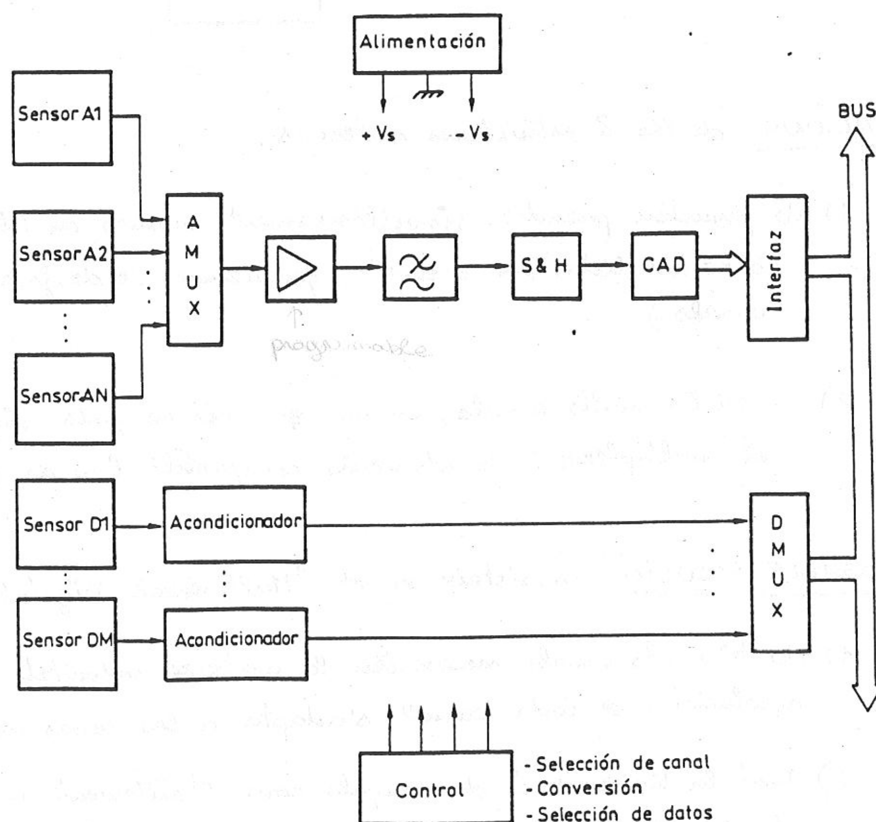
Quan hi ha varis canals d'entrada / sortida, o quan es contempla la possibilitat de distribuir la capacitat de processat, es poden considerar diverses alternatives d'organització:

1.3.1.- Sistemes de baix nivell i d'alt nivell

* Varis canals d'entrada → comparteixen recursos comuns
* Si comparteixen tots els recursos, excepte el sensor → fa falta un multiplexor analògic.

Sistemes de baix nivell

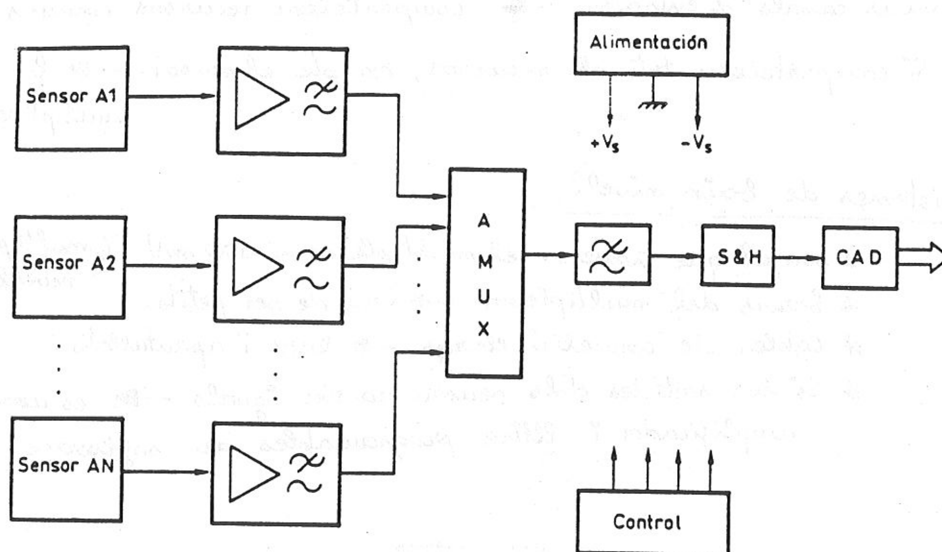
* Senyal que travessa el multiplexor < 100 mV (multiplexat a baix nivell)
* Errors del multiplexor → han de ser petits.
* Cables de connexió llargs → bons i apantallats.
* Si les sortides dels sensors no són iguals → es necessiten amplificador i filtre programables per software.



Sistemes d'alt nivell

* Amplificadors abans que el multiplexor, i de guany fix.
* Filtres abans que el multiplexor, i amb freq. de tall fixa.
* Senyal que travessa el multiplexor > 100 mV (multiplexat d'alt nivell).
* Els errors del multiplexor no cal que siguin tant petits com en el cas anterior.

Hola Piopa la Cantaora



LIMITACIONS de les 2 estructures anteriors:

1) No permeten prendre simultàniament mostres de tots els canals (això invalida, per exemple, fer mesures de desfasaments entre canals).

Mi Caor me lo robaron ... ♫

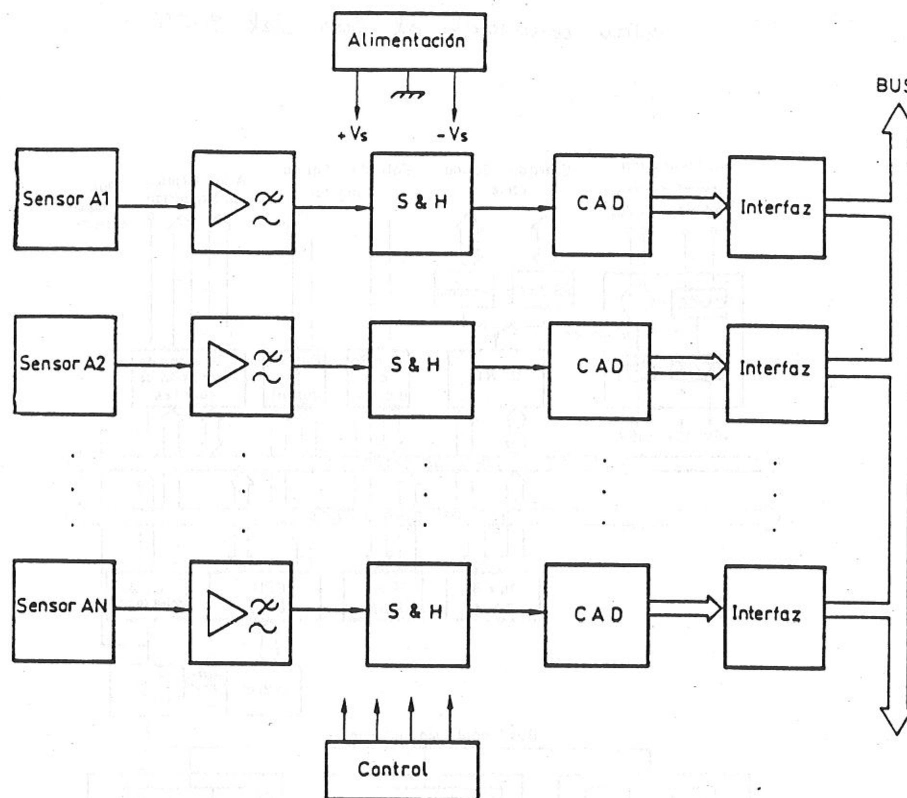
2) Si hi ha molts canals, encara que els senyals siguin lents, el multiplexor i els elements compartits han de ser ràpids.

UNA POSSIBLE SOLUCIÓ consisteix en el "Multiplexat Digital.

1) No tots els canals necessiten la mateixa velocitat ni la mateixa resolució → Cada canal s'adapta a les seves necessitats.

2) Tant la transmissió de senyals com l'aïllament mitjançant optos és més fàcil, ja que la informació és digital.

3) El multiplexat digital és molt senzill, ja que s'aprofita la connexió a un bus mitjançant portes "tri-state".



1.3.2.- Sistemes centralitzats, descentralitzats i distribuïts.

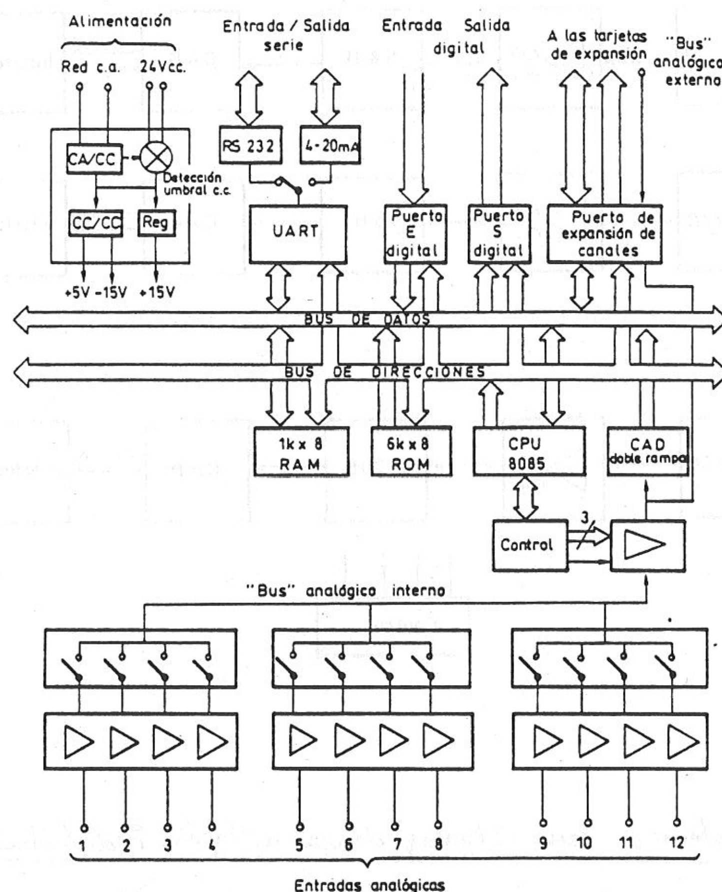
Sistema centralitzat: El processament i/o el control corren a càrrec d'un únic element central, malgrat que hi puguin haver varis punts de mesura (Ex. tarjetes de C.I. per ordinadors personals).

Sistema descentralitzat: Hi han distints processadors coordinats, cada un dels quals s'encarrega d'un sector o zona.

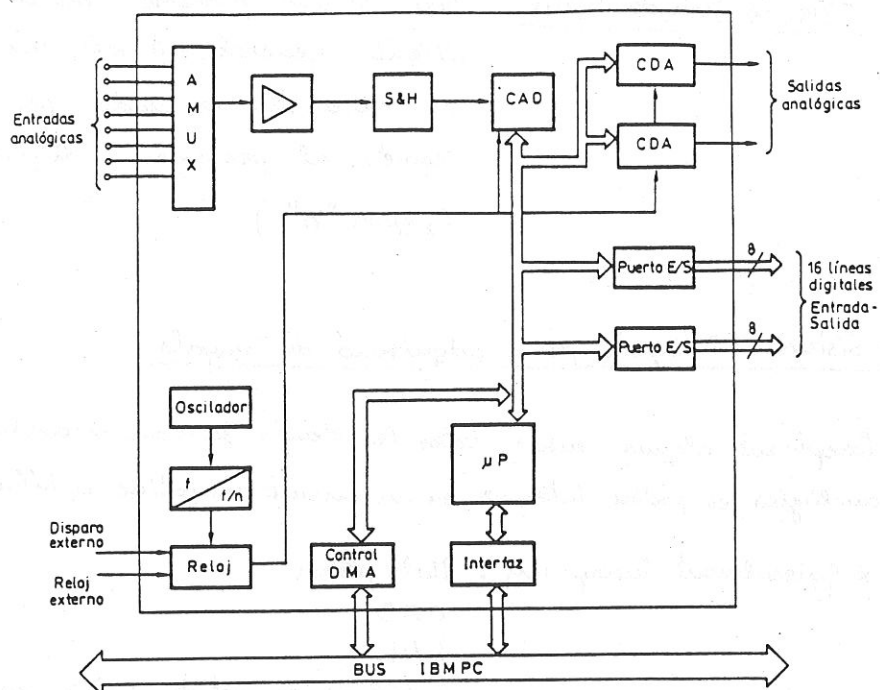
Sistema distribuït: El nombre de processadors és més elevat, i cada un d'ells es cuida d'una zona més petita. Al mateix temps, es comuniquen entre ells mitjançant una xarxa d'interconnexions.

1.3.3.- Sistemes Unibús i Multibús

Sistemes Unibús: Quan tots els elements que formen un SADS (CAD, CPU, RAM, ---) estan connectats a un sol bus. En l'exemple, estan connectats al bus del 8085.

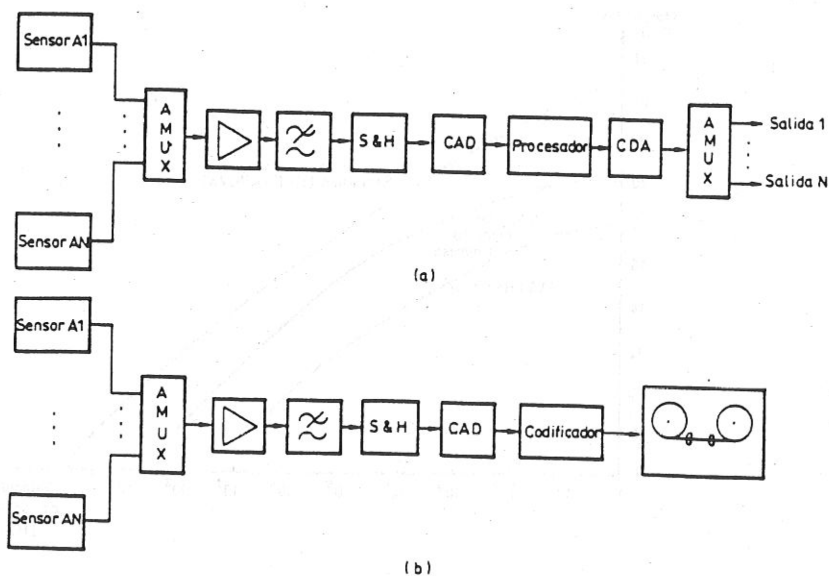


Sistemes Multibús: Quan els elements que formen el SADS, i/o els microcontroladors o microprocessadors que el controlen estan connectats a més d'un bus. En l'exemple, SADS format per una tarja amb un bus intern, que està connectada al bus d'un PC a través d'un slot d'expansió del PC.



1.3.4.- Sistemes en línia i fora de línia

Sistemes en línia: Són aquells sistemes que processen les dades a mesura que es van adquirint. (figura "a")



Sistemes fora de línia: són els que processen les dades en temps diferit. Generalment disposen d'un element que enregistra les dades per volcar-les, després, al processador digital. (figura "b")

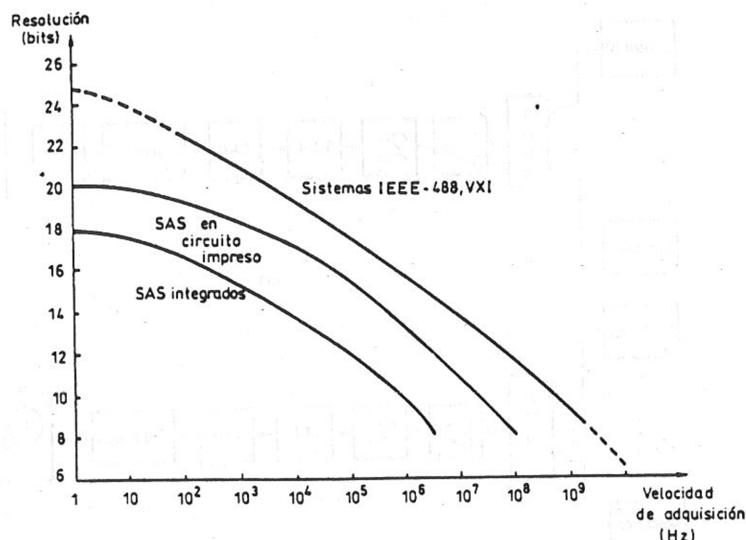
1.3.5.- Sistemes integrats per a adquisició de senyals

Exceptuant alguns sensors, totes les demés funcions necessàries per adquirir senyals analògics es poden integrar en un circuit monolític o híbrid.

* Generalment incorporen: Multiplexor
CAD
S/H
Interfície de sortida (sèrie - paral·lel).

És defineix el paràmetre "Factor de mèrit d'un SADS" com el producte (Nombre de bits) x (velocitat d'adquisició)

En la figura següent es veuen els factors de mèrit de SAS integrats, en circuit imprès, i sistemes VXI.



FACTOR DE MÈRIT

En la taula següent es dónen els paràmetres més importants de diferents SAS integrats comercials.

Modelo	Número de canales	Número de bits	Velocidad de adquisición
AD7824	8	8	100 kHz
AD1332	1	12	125 kHz
AD1334	4	12	67 kHz ← 6700 conversions per s
ADC0808	8	8	100 µs → triga 100µs en fer una conversió
ADC1034	4	10	13,7 µs
CS5101	2	16	50 kHz
CS5506/8	4/8	20	60 Hz
DAS5712	16/8	12	40 kHz
DAS5716	16/8	16	2,5 kHz
HDAS524/8	4/8	12	400 kHz
LTC1090	4/8	10	30 kHz
LTC1290	4/8	12	50 kHz
MAX154/8	4/8	8	2,5 µs
MAX182	4	12	60 µs
SMD862	16	12	33 kHz
SMD872	16	12	50 kHz
TLC532	5	8	15 µs
TLC32044	2/4	14	19,2 kHz

En lloc de KHz està millor K S/s o K s/s

1.4.– Marge Dinàmic i relació senyal/soroll, S/N (SNR)

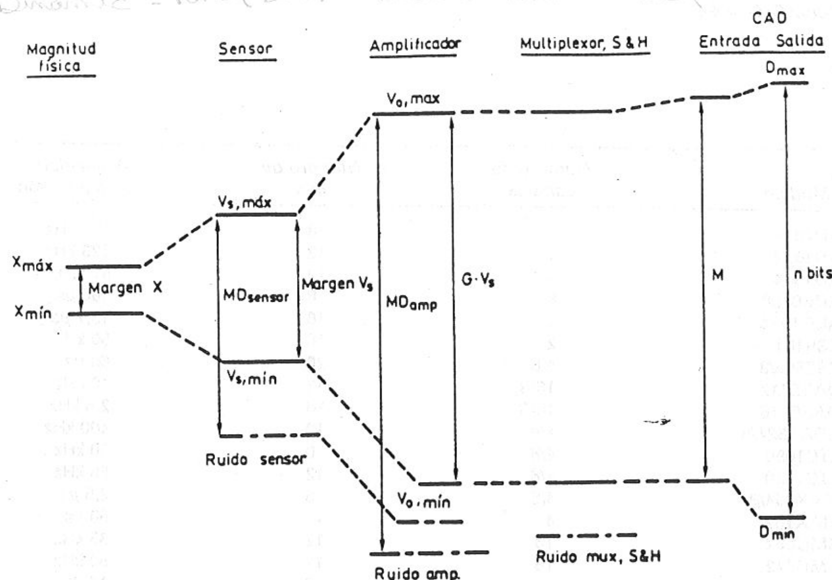
La transferència d'informació entre un sensor i el sistema de processat va associada, generalment, a l'amplitud i la fase d'una tensió que va transcorrent per tots els elements. Aquesta informació ha de passar inalterada d'un element a un altre.

IMPORTANT — La impedància d'entrada de cada element ha de ser molt més gran que la impedància de sortida de l'anterior, si volem que un element no carregui a l'anterior, o les dues impedàncies han de ser iguals si volem la màxima transferència de potència.

PERÒ NO N'HI HA PROU — s'han de tenir en compte la presència de tensions no desitjades (soroll), que emmascaren la tensió d'interès

$S/N = 20 \log \frac{V_{o\,rms}}{V_{on\,rms}}$

Marge Dinamic = MD (DR) = $\frac{\text{nivell de sortida màxim}}{\text{nivell mínim acceptable}}$



La figura anterior mostra els marges de senyal i marges dinàmics en una cadena de mesures. La magnitud física ofereix un marge de variació comprès entre $X_{màx}$ i $X_{mín}$. El sensor ofereix una sortida elèctrica compresa entre $V_{S\,màx}$ i $V_{S\,mín}$, amb una tensió de soroll associada. El seu marge de sortida és V_S, i el seu marge dinàmic és MD_{sensor}. A continuació, l'amplificador ofereix una tensió de sortida $G \times V_S$, amb un soroll i $MD_{amplif.}$ indicats. El mateix passa amb el multiplexor. Finalment, el CAD presenta un marge d'entrada M, i un codi de sortida comprès entre $D_{mín}$ i $D_{màx}$.

El sensor ofereix un marge de tensions V_S amb una resolució Δx (una variació Δx en l'entrada ha de provocar una variació ΔV_S apreciable en la sortida).

El CAD té un marge de tensions d'entrada M, i una resolució $\frac{M}{2^n}$. A la seva sortida oferirà 2^n codis distints, i la seva resolució és la del seu bit menys significatiu (1 LSB)

L'adaptació entre el marge del sensor i el del CAD la realitza l'amplificador. Els valors màxim i mínim d'amplificació estan limitats per:

* Valor màxim (en mòdul) → limitat per { tensió d'alimentació (saturació) ; no linealitats }

* Valor mínim (en mòdul) → limitat per { soroll ; derives intrínseques ; interferències externes }

Idealment, el nivell de soroll del sistema ha de quedar determinat pel sensor (el soroll del sensor, una vegada amplificat, hauria de ser més gran que el soroll propi de l'amplificador, etc...).

MARGE DINÀMIC D'UN SENSOR, ELEMENT O SISTEMA

$$MD = \frac{\text{nivell de sortida màxim (sense sobrecàrrega)}}{\text{mínim nivell acceptable (soroll, resolució...)}}$$

Si els dos nivells no es refereixen al mateix paràmetre (valor pic, pic a pic, eficaç, ...), s'ha d'especificar.

El Marge Dinàmic s'expressa en decibels.

EL DECIBEL

Es defineix el "Bell" com $x\,(\text{Bells}) = \log \frac{P_S}{P_N}$

el logaritme en base 10 de la relació de dues potències.

A partir d'aquí, el decibel serà $10 \cdot \log_{10} \frac{P_S}{P_N}$

Per exemple, el guany en potència d'un amplificador es pot expressar en decibels com

$$10 \cdot \log \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (dB)$$

Com que la potència és: $P = V \cdot I = \frac{V^2}{R}$, aleshores podem fer

$$\text{Guany en potència} = 10 \log \frac{\frac{V_o^2}{R_o}}{\frac{V_i^2}{R_i}} = 10 \cdot \log \left[\frac{V_o^2}{V_i^2} \cdot \frac{R_i}{R_o} \right]$$

En el cas que les potències estiguin mesurades en resistors del mateix valor, és a dir, $R_i = R_o$, aleshores.

$$\text{Guany} = 10 \cdot \log \frac{V_o^2}{V_i^2} = 2 \cdot 10 \cdot \log \frac{V_o}{V_i} = \boxed{20 \log \frac{V_o}{V_i} \ (dB)}$$

Aquesta equació només és vàlida quan $R_i = R_o$. De tota manera, s'ha fet tant popular que podem parlar de Guany en tensió i en intensitat, i es defineix com.

$$G_V = 20 \cdot \log \frac{V_o}{V_i}$$

$$G_I = 20 \cdot \log \frac{I_o}{I_i}$$

Hola Pietta !!

En els sistemes de transmissió, en comptes de marge dinàmic es parla de RELACIÓ SENYAL/SOROLL (S/N ó SNR), i es defineix com:

$$S/N = 20 \log \frac{\text{valor eficaç senyal}}{\text{valor eficaç soroll}} \ (dB).$$

Exemple

Es vol mesurar una temperatura que varia entre 0ºC i 100ºC, amb una resolució de 0,1ºC, obtenint una sortida digital mitjançant un CAD, amb un marge d'entrada 0-10V. Determineu el M.D. necessari pels elements de la cadena de mesura.

El marge dinàmic de la magnitud d'entrada és $MD = 20 \log \frac{100ºC - 0ºC}{0,1ºC} = 60 \, dB$

Per cada element de la cadena de mesura farà falta un MD igual o superior a 60 dB.

Per al CAD això vol dir que

$$\text{nombre de valors possibles} = \frac{100 - 0}{0,1} = 1000$$

$$2^n = 1000 \quad ; \quad \frac{\log(2^n)}{\log 2} = \frac{\log 1000}{\log 2} \rightarrow n = 9,97$$

Per tant, prendrem un CAD de 10 bits

1.5.- Idees generals sobre el disseny de SADS

El disseny metòdic consta de 5 etapes:

1) definició del problema
2) disseny sistemàtic
3) realització del disseny
4) verificació i correcció
5) documentació

1.5.1.- Definició del problema

La definició del problema implica:

a) descripció del problema - anàlisi del context tècnic
funcional
econòmic

b) especificació de les característiques del SADS

1) descripció de què ha de fer el sistema
2) prestacions tècniques de la seva funció
3) detalls de la interacció usuari-sistema
4) interfície del sistema amb l'entorn
5) conducta en cas d'errors i diagnostic d'avaries

c) establiment de les condicions ambientals i d'entorn en les quals es mantindran les especificacions. (climàtiques, electromagnètiques, químiques, mecàniques...).

d) justificació del sistema proposat en front a altres possibles alternatives.

1.5.2.- Disseny sistemàtic

Consisteix en una sèrie de subsistemes modulars interconnectats.

En termes generals { solucions hard → + cares, + ràpides
" soft → + barates, + lentes }

per grans sèries de producció → − hardware i + software

↑ el preu del hardware es manté fix.

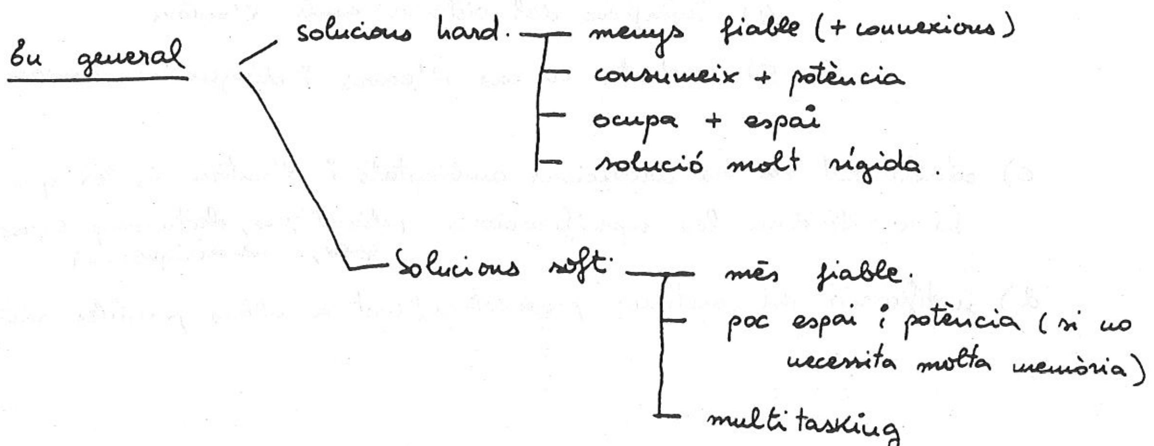
↑ el preu del soft. és únic i es divideix entre el nombre d'unitats fabricades.

solucions software → problema → memòria.

programes ràpids → molta memòria (cars).

programes lents → poca "

Si el hardware és ràpid obliga a memòries ràpides (cares)



1.5.3.- Realització del disseny

generalment, el disseny està format per
- hardware
- software

hardware digital

* utilitzar perifèrics de la mateixa família que el µP.
* si el disseny utilitza vàries targes, totes han de ser compatibles amb el bus del sistema.
* nombre de tensions d'alimentació → mínim
* disposició dels elements s'ha de fer tenint en compte la compatibilitat electromagnètica entre els elements.
* si els sistemes són complexos o costosos → simular-los abans

software

* quin llenguatge utilitzarem
  - alt nivell (Pascal, Basic, Matlab, Fortran..).
  - nivell mig ("C"
  - assemblador

→ la millor solució sol ser combinar un llenguatge d'alt nivell amb llenguatge assemblador.

1.5.4.- Verificació i correcció del disseny

Consisteix en comprovar si el sistema compleix amb les especificacions proposades, i prendre les accions necessàries per tal que les compleixi, si és que no ho fa.

1.5.5. — Documentació

S'aconsella documentar molt be tant el hardware com el software. això ho ha de fer l'enginyer que dissenya el sistema

Documentació → ha d'estar dirigida, i ser intel·ligible a un enginyer que no hagi pres part en el disseny.

CAPÍTOL 2.- SENSORS I ACTUADORS

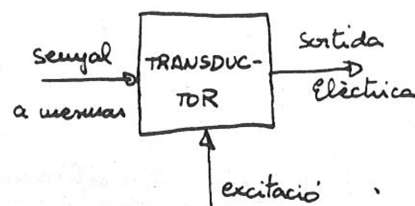
2.1.- Definicions i tipus de sensors

TRANSDUCTOR és tot dispositiu que converteix un senyal d'una forma física en un senyal corresponent, però d'una altra forma física distinta.

Per tant, converteix un tipus d'energia en un altre tipus.

Hi ha 6 tipus de senyals:

senyals mecànics
tèrmics
magnètics
elèctrics
òptics
mol·leculars (químics)



En la pràctica, però, només es consideren Transductors els dispositius que ofereixen un senyal de sortida elèctric

SENSOR és un dispositiu que, a partir de l'energia del medi on es mesura, dóna un senyal de sortida "transductible", que és funció de la variable mesurada

(Sensor suggereix un significat més extens: l'ampliació dels sentits per adquirir un coneixement de quantitats

físiques que per la seva naturalesa o mida no poden ser percebudes directament pels sentits.)

(Transductor, en canvi, suggereix que els senyals d'entrada i de sortida no han de ser homogenis).

Exemple → Un mètode per mesurar una diferència de pressions consisteix en fer servir un diafragma, la deformació del qual es mesura mitjançant una galga extensomètrica.

{ Diafragma → sensor primari
{ Galga extensomètrica → transductor

No obstant, en la realitat es presenta tot junt, i el conjunt s'anomena transductor.

2.1.1.- Classificació dels Transductors

Donat que hi ha molts tipus de transductors, és molt difícil fer una classificació, ja que es poden classificar segons varis paràmetres.

*1) Una primera classificació general divideix els transductors segons la seva aportació d'energia:

transductors { – moduladors o actius
{ – generadors o passius.

Transductors moduladors o actius són aquells en els quals l'energia del senyal de sortida procedeix, primordialment, d'una font d'energia auxiliar. El senyal d'entrada només controla la sortida (modula)

Exemple: resistència que variar la seva resistència segons la temperatura

Transductors generadors o passius són aquells en els quals l'energia de sortida és subministrada pel senyal d'entrada.

Exemple: cèl·lula fotoelèctrica

* Hi ha llibres que utilitzen els termes actius i passius en sentit contrari.

*2) <u>Segons el senyal de sortida</u> els transd. es classifiquen en:

transductors
- analògics
- digitals

transd. analògics → el senyal de sortida varia en forma contínua. La informació està en l'amplitud, encara que també s'inclouen en aquest grup els transd. amb sortida en el domini temporal. (Si el senyal de sortida és en forma de freqüència, s'anomenen "quasidigitals" per la facilitat amb que es pot convertir en digitals)

transd. digitals → el senyal de sortida varia en forma de salts o passos discrets. No necessiten conversió A/D i la transmissió és més fàcil. Tenen millor fidelitat i fiabilitat, i a vegades, major exactitud, però lamentablement, no hi ha models digitals per gaires magnituds físiques d'interès.

*3) Segons el mode de funcionament, es classifiquen:

transductors
- de deflexió
- de comparació

transductors de deflexió → la magnitud mesurada produeix un efecte físic que engendra un efecte similar però oposat en alguna part del transductor i que està relacionat amb la variable que es mesura.

Exemple → en un dinamòmetre, la força aplicada deforma una molla, fins que la força de recuperació, proporcional a la seva longitud, iguala la força aplicada.

transductors de comparació → s'intenta mantenir nul·la la deflexió mitjançant l'aplicació d'un efecte conegut, oposat al generat per la magnitud que es vol mesurar. Hi ha un detector de desequilibri i un mitjà per restablir-lo.

Exemple → en una balança manual, la col·locacio d'una massa en un plat provoca un desequilibri que l'operari intenta subsanar col·locant varies masses conegudes en l'altre plat, fins arrivar a una situació d'equilibri.

comparació
- → més exactes
- → més lentes.

↑ Millor

deflexió
- → més resposta dinàmica
- → menys exactes

De tota manera, per estudiar els transductors es poden classificar de dues maneres

Classificació segons { la magnitud mesurada / el paràmetre variable }

* **Classificació segons la magnitud mesurada**

transductors de
- Temperatura
- Pressió
- Cabal
- Humitat
- Posició
- Velocitat
- Acceleració
- Força
- Parell
- PH
- etc....

Malauradament aquesta classificació no pot ser exhaustiva ja que la quantitat de magnituds que es poden mesurar és molt elevada

* **Classificació segons el paràmetre variable.**

Transductors
- Resistius → varian la seva Resistencia
- Capacitius " capacitat
- Inductius " inducció
- Semiconductors
- ultrasònics
- Digitals
- Generadors de tensió, càrrega o corrent.

2.2.- Característiques dels sensors

Finalitat del sensor → donar una sortida elèctrica que es correspongui amb una determinada magnitud aplicada a la seva entrada.

→ La definició de les característiques dels sensors es refereix a la descripció d'aquesta correspondència.

En condicions normals de funcionament → magnitud d'entrada varia lentament

↳ comportament del sensor front a entrades de valor constant → característiques estàtiques

↳ comport. del sensor front a entrades variables → característiques dinàmiques

2.2.1.- Característiques estàtiques

Per definir les característiques estàtiques s'ha de considerar, en primer lloc, el procés de calibració del sensor.

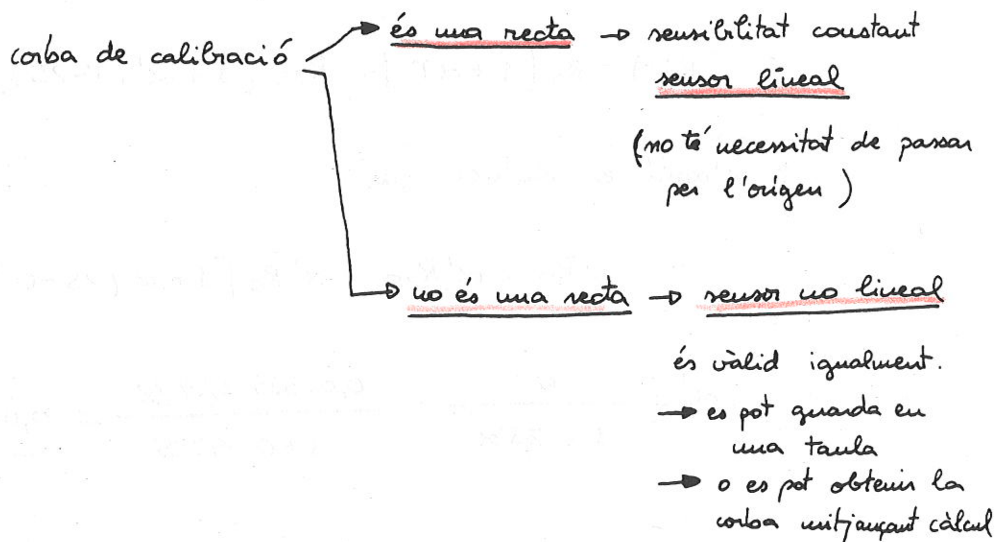
* **Calibració**: Consisteix en aplicar successius valors de la magnitud d'entrada, el valor del qual es determina amb un sistema de mesura de qualitat superior al que es calibra, i anar anotant els respectius valors de sortida.

  La línia que uneix tots els punts obtinguts és la corba de calibració.

  Si durant la calibració s'aplica vàries vegades la mateixa magnitud d'entrada, succeeix que la sortida no sempre és la mateixa. La dispersió de les lectures o mesures determina la FIDELITAT O REPETIBILITAT del sensor.

Per ajustar la corba de calibració es pren el valor mig de les lectures. La manera més freqüent i pràctica consisteix en ajustar una recta a través d'aquests punts, a través del mètode dels mínims quadrats.

SENSIBILITAT : Es defineix com el pendent de la corba de calibració.



Exemple

Es disposa d'una RTD de platí amb variació lineal, $R_0 = 100\,\Omega$ (a 0°C) i $\alpha = 0{,}00389\ \Omega/\Omega/K$. Quina és la seva sensibilitat a 25°C? Quin és el seu coeficient de temperatura a 25°C?

La variació de la resist. amb la temperatura es pot expressar com.

$$R(T) = R_0\left[1 + \alpha T\right]$$

La sensibilitat que és constant a totes les temperatures per ser el sensor lineal, és el pendent de la recta.

$$S = \alpha R_0 = (0{,}00389\ \Omega/\Omega/K)\ 100\,\Omega = \underline{0{,}389\ \Omega/K}$$

El coeficient de temperatura a 25 °C, α' és tal que.

$$R(T) = R_{25}\left[1 + \alpha'(T-25)\right]$$

on R_{25} és el valor de la resistència a 25 °C, que es pot obtenir com.

$$R(25) = R_0\left[1 + \alpha(25-0)\right]$$

$$R(T) = R_0\left[1 + \alpha T\right] = R_{25}\left[1 + \alpha'(T-25)\right]$$

i d'aquí es dedueix que

$$\alpha R_0 = \alpha' R_{25} = \alpha' R_0\left[1 + \alpha(25-0)\right]$$

$$\alpha' = \frac{\alpha}{1 + 25\alpha} = \frac{0{,}00389\ \Omega/\Omega/K}{1 + 0{,}09725} = \underline{0{,}00355\ \Omega/\Omega/K}$$

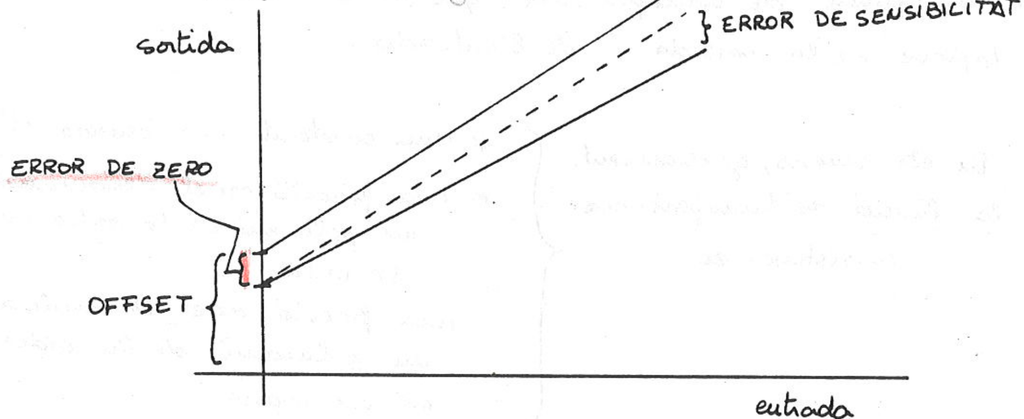
EXACTITUD: és el grau de coincidència entre el valor real de l'entrada i el valor calculat a partir de la sortida obtinguda i de la sensibilitat.

> ERROR ABSOLUT: e_a = Valor mesurat − Valor real (mateixes unitats que lo que estem mesurant)
>
> ERROR RELATIU: $e_r = \frac{\text{Error absolut}}{\text{Valor real}} \times 100\% = \frac{\text{Valor mesurat} - \text{Valor real}}{\text{Valor real}} \times 100$

ERROR DE ZERO i ERROR DE SENSIBILITAT: Pels sensors lineals és comú descomposar l'error en dos termes:

ERROR

- ERROR DE ZERO → és el valor de la sortida del sensor en el punt en què suposadament hauria de ser nul·la.
  Per subsanar aquest error li sumem o restem aquest error de zero (com offset)
- ERROR DE SENSIBILITAT O DE GUANY → indica la discrepància entre la sensibilitat prevista i l'observada.
  Aquest error es corregeix amplificant més (més pendent) o amplificant menys (menys pendent)



Aquests dos errors varien amb la temperatura, amb la tensió d'alimentació i amb el temps

aquestes variacions s'anomenen DERIVES

RESOLUCIÓ : és el mínim canvi de l'entrada que es pot percebre a la sortida. El factor últim que limita la resolució és el soroll elèctric

ALTRES CARACTERÍSTIQUES : Camp o marges de mesura
Límits de tensió d'alimentació
Temperatura
Humitat
Vibracions
etc....

2.2.2.- Característiques Dinàmiques

La presència d'elements que emmagatzemen energia (molles, masses), fa que la resposta del sensor quan l'entrada és variable difereixi de la que presenta quan l'entrada és constant.

Simplificant, és possible descriure la relació entrada - sortida mitjançant la funció de transferència, que és el cocient entre les transformades de Laplace de la sortida i de l'entrada.

En els sensors, generalment, la funció de transferència consisteix en:

- * una constant → sensors d'ordre zero.
- * una fracció on el denominador és un polinomi de 1r ordre → sensors de 1r. ordre.
- * una fracció on el denominador és un polinomi de 2n ordre → sensors de 2n ordre

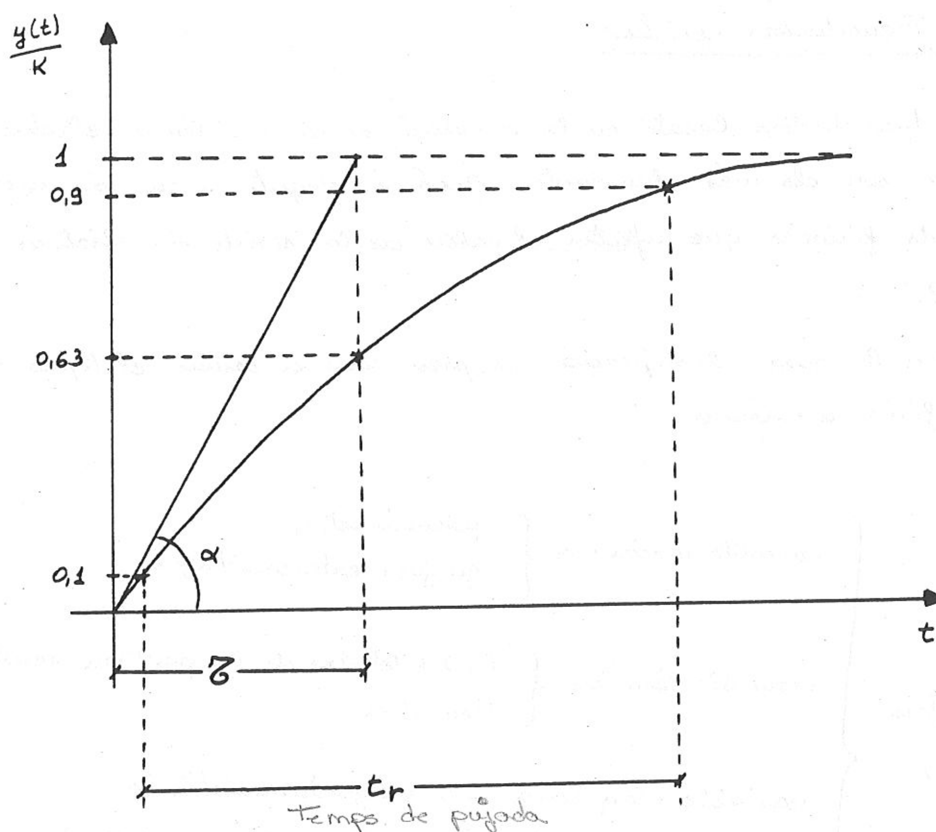
CARACTERÍSTIQUES DINÀMIQUES:

- RETARD
- ERROR DINÀMIC

RETARD: interval de temps que transcorre des de que s'aplica una entrada, fins que la sortida assoleix el seu valor estacionari.

Sensors de 1r ordre i passa-baixos → retard és el temps que triga la sortida en assolir el 63% del seu valor final quan s'aplica una entrada en forma de graó: $t_r = \tau$ = ctant de temps del sistema.

una altra alternativa és prendre el temps de pujada (temps entre el 10% i el 90%) de resposta a un graó.



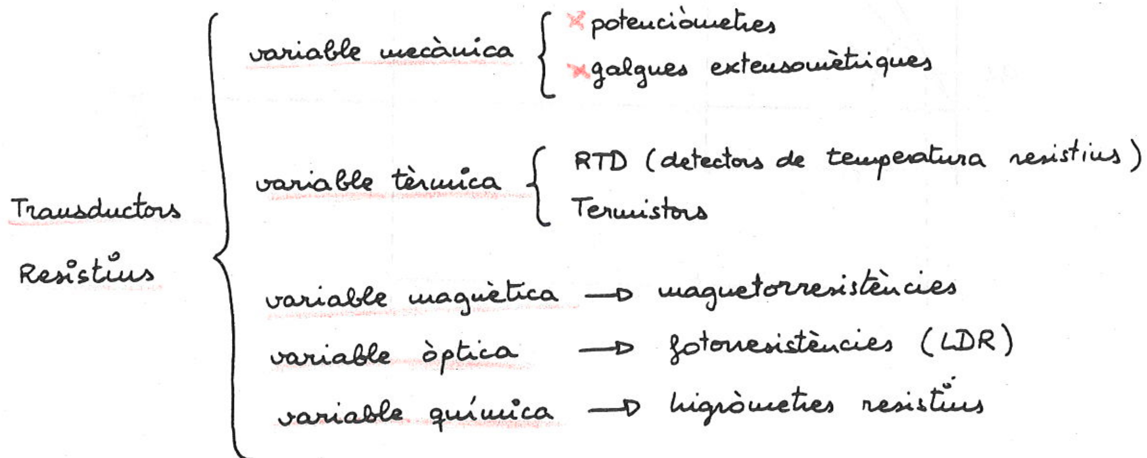
ERROR DINÀMIC : és la diferència entre la resposta del sensor a un valor determinat d'una magnitud d'entrada variable, i la seva resposta a una entrada constant de la mateixa amplitud, en absència d'errors estàtics.

2.3.- TRANSDUCTORS BÀSICS

2.3.1.- Transductors resistius

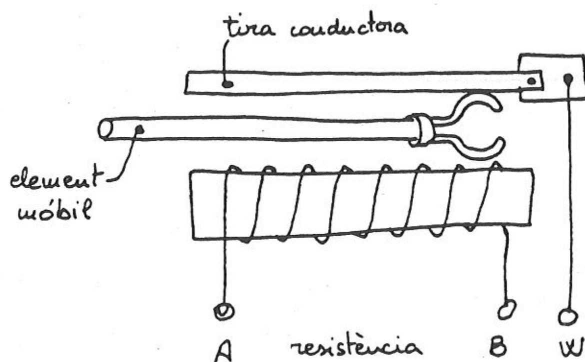
Els trausductors basats en la variació de la resistència elèctrica d'un dispositiu són els més abundants. Això és degut a que són moltes les magnituds físiques que afecten el valor de la resistència elèctrica d'un material.

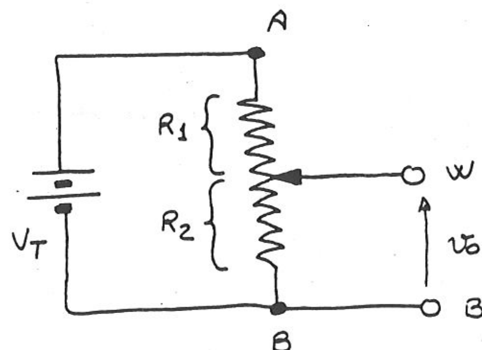
Per a la seva classificació es pren com a criteri el tipus de mag- nitud física mesurada.



a) POTENCIÒMETRES

Un potenciòmetre és un resistor amb un contacte mòbil longitudinal o rotatori.





Longitudinal

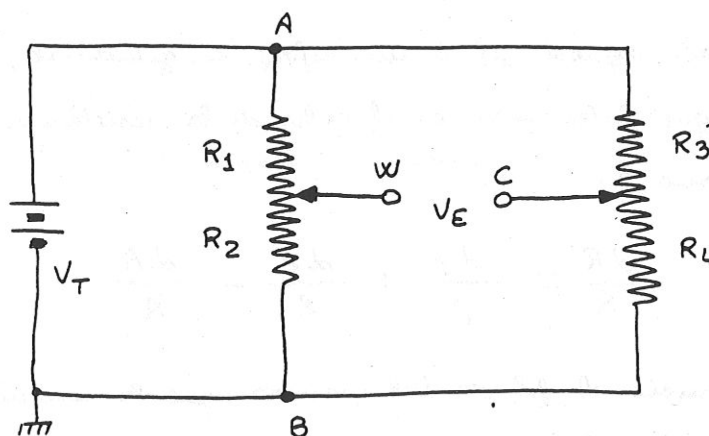
En els potenciòmetres, si el circuit no està carregat es compleix que:

$$\frac{v_o}{V_T} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Exemple

Un transductor de posició resistiu (potenciòmetre longitudinal) amb una $R = 5000\,\Omega$ i un cursor de 12,5 cm s'utilitza en el circuit de la figura. El potenciòmetre R_3-R_4 és, també, de $5\,K\Omega$, i $V_T = 5{,}0\,V$. La posició inicial usada com a punt de referència és $R_1 = R_2$ (posició central).

A l'inici del test s'ajusta el potenciòmetre R_3-R_4 fins aconseguir l'equilibri ($V_E = 0V$). Assumint que l'objecte que es vol mesurar es pot moure una distància màxima d'1,25 cm en direcció a A, quin serà el nou valor de V_E.



Pont de Winston

Si el cursor es mou 1,25 cm en el sentit de "A", desde la posició central, el valor d'xR_1 i xR_2 serà

$$xR_1 = \frac{12{,}5}{2} - 1{,}25\text{ cm} = 5\text{ cm}$$

$$xR_2 = \frac{12{,}5}{2} + 1{,}25\text{ cm} = 7{,}5\text{ cm}$$

aleshores $R_2 = \frac{7{,}5\text{ cm}}{12{,}5\text{ cm}} \cdot 5000\,\Omega = 3000\,\Omega$

$$V_E = V_{R_2} - V_{R_4} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_T - \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_T$$

$$V_E = 5\,V \cdot \frac{3\,K\Omega}{5\,K\Omega} - 5\,V \cdot \frac{2{,}5\,K\Omega}{5\,K\Omega} = \boxed{0{,}5\,V}$$

b) GALGUES EXTENSOMÈTRIQUES

Les galgues extensomètriques es basen en la variació de la resistència d'un conductor o un semiconductor quan és sotmés a un esforç mecànic.

Si considerem un fil metàl·lic de longitud ℓ, secció A i resistivitat ρ, la seva resistència elèctrica és:

$$R = \rho \frac{\ell}{A}$$

Si es sotmet aquest fil a un esforç longitudinal, cada una de les magnituds que intervenen en el valor de la resistència varien, i per tant, també varia R.

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\rho}{\rho} + \frac{d\ell}{\ell} - \frac{dA}{A}$$

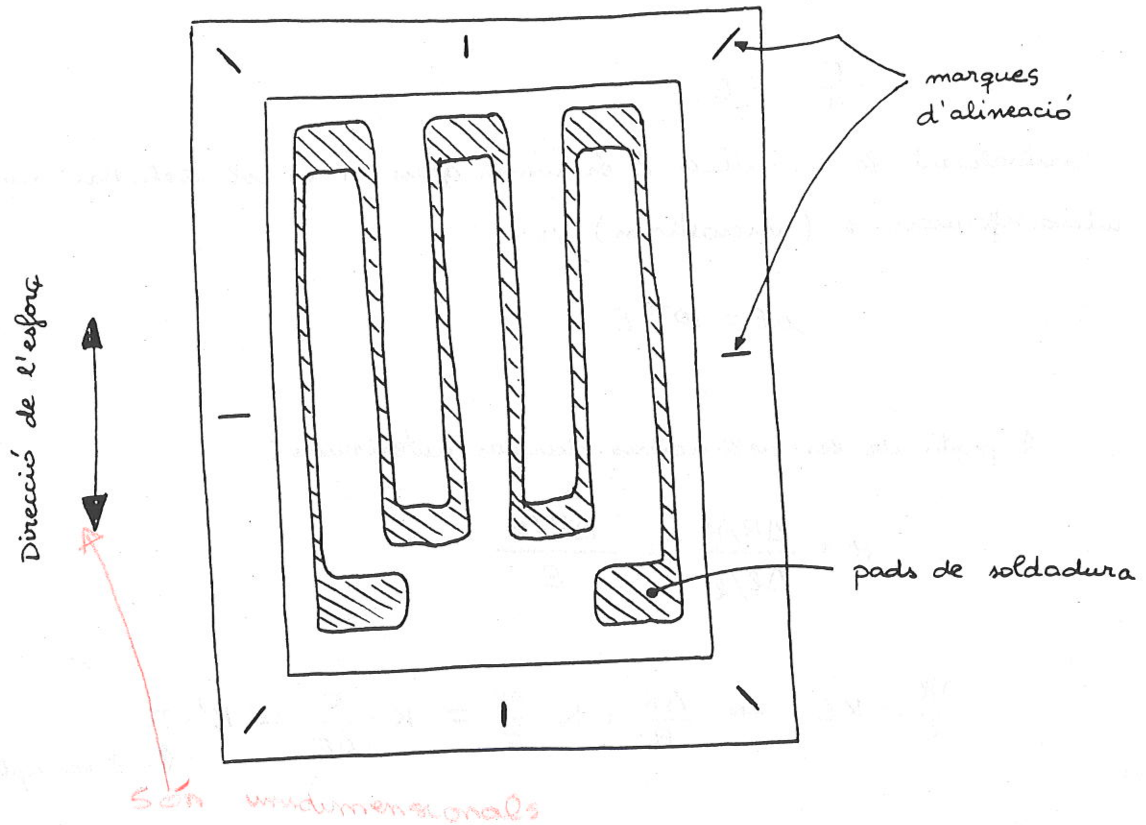
Si es construeix el fil de tal manera que la magnitud ℓ sigui molt més gran que les altres, aleshores la variació de la resistència dependrà només de la longitud.

Factor de galga

$$K = \frac{\Delta R / R}{\Delta \ell / \ell}$$

K = factor de galga (També sensibilitat (s))
R = resistència inicial sense esforç (Ω)
ΔR = variació de la resistència (Ω)
ℓ = longitud inicial sense esforç (m)
$\Delta \ell$ = variació de la longitud (m)

$\frac{\Delta \ell}{\ell} = \varepsilon$ = deformació   es sol treballar amb $\mu\varepsilon$



Esforç : força per unitat d'àrea (STRESS)

$$\sigma = \frac{F}{A}$$

Deformació : deformació unitària (STRAIN)

$$\varepsilon = \frac{\Delta l}{l}$$

Llei de Hooke : L'increment de longitud que resulta d'aplicar una força o esforç a una peça unidimensional, sempre que no s'entri en la regió plàstica, val:

$$\varepsilon = \frac{\sigma}{E}$$

ε = deformació unitària

σ = esforç o tensió mecànica (Kg/m^2)

E = constant del material (Kg/m^2)
(mòdul de Young)

com que $\sigma = \frac{F}{A}$, aleshores també ho podem expressar

$$\frac{F}{A} = \mathcal{E} E.$$

habitualment la magnitud $\mathcal{E}$ és massa gran, i es sol treballar amb microdeformacions (microstrain) $\mu\mathcal{E}$

$$\mu\mathcal{E} = 10^{-6}\mathcal{E}$$

A partir de les definicions dades anteriorment

$$K = \frac{\Delta R/R}{\Delta l/l} = \frac{\Delta R/R}{\mathcal{E}}$$

$$\frac{\Delta R}{R} = K\mathcal{E} \rightarrow \frac{\Delta R}{R} = K \cdot \frac{\sigma}{E} = K \cdot \frac{F}{AE} = K' \cdot F$$

↑ força aplicada

És desitjable que les galgues extensomètriques tinguin una gran sensibilitat → un factor de galga (K) elevat significa una variació elevada de resistència per a un esforç donat. i és més fàcilment mesurable.

Mitjançant galgues extensomètriques podem mesurar petits canvis o variacions d'esforç

Exemple

una galga extensomètrica té un factor de galga $K=2$, i està fixada a una peça d'acer subjecta a una deformació de $5\times10^{-6}\,\mathcal{E}$. Si la resistència original sense esforç és $R=130\Omega$, calculeu el canvi en la seva resistència.

$$K = \frac{\Delta R/R}{\Delta l/l} = \frac{\Delta R/R}{\mathcal{E}}$$

$$\Delta R = K\mathcal{E}R = 2\times5\times10^{-6}\times130\,\Omega = \boxed{260\,\mu\Omega}$$

En aquest exemple es veu que les variacions de resistència de les galgues són molt petites. En conseqüència, la seva mesura es fa amb ponts de Wheatstone, com veurem més endavant.

Hi ha dos tipus de galgues { metàl·liques / semiconductores

Característiques de les galgues

PARÀMETRE	METÀL·LIQUES	SEMICONDUCTORES
Marge de mesura	0,1 a 40.000 $\mu\varepsilon$	0,001 a 3000 $\mu\varepsilon$
Factor de sensibilitat (K)	1,8 a 2,35	50 a 200
Resistència (Ω)	120, 350, 600 .... 5000 Ω	1000 a 5000 Ω
Tolerància en la resistència	0,1 a 0,2 %	1 a 2 %
Mida (mm)	0,4 a 150 mm	1 a 5 mm
Coeficient tèrmic resistiu (CTR)	$\leq 50\,\mu\varepsilon/°C$	$\leq 100\,\mu\varepsilon/°C$

Autoescalfament de les galgues extensomètriques

Quan es vol mesurar la resistència d'una galga s'hi fa circular un corrent i es mesura la caiguda de tensió produïda. Tanmateix, aquest corrent provoca un autoescalfament de la galga (degut a l'efecte Jhouson) que introdueix un error. Aquest autoescalfament depen de l'intensitat del corrent, de la resistència de la galga i d'una constant de la mateixa galga.

autoescalfament $$\Delta T = \frac{R \cdot I^2}{K}$$

R = resistència de la galga (Ω)
I = intensitat per la galga (A)
K = constant d'autoescalfament de la galga (W/°C)

habitualment, $2,5 \leq K \leq 10$ mW/°C

c) DETECTORS DE TEMPERATURA RESISTIUS (RTD) (metalls molt bons conductors sol ser platí)

Es basen en la variació de la resistència elèctrica d'un conductor per efecte de la temperatura (Resistance Temperature Detector RTD).

En un conductor, el nombre d'electrons disponibles per a la conducció no varia gaire amb la temperatura. En canvi sí que augmenta molt la vibració dels àtoms al voltant de les seves posicions d'equilibri, de tal manera que els electrons es dispersen més i disminueix la seva velocitat mitjana, és a dir, augmenta la seva resistència. (coeficient de temperatura positiu). CTR > 0

La dependència d'R amb T es pot pasar:

$$R = R_0 \left(1 + \alpha_1 \Delta T + \alpha_2 \Delta T^2 + \dots + \alpha_n \Delta T^n\right)$$

R_0 = resistència del RTD a la temperatura de referència

ΔT = increment de la temperatura respecte la de referència

Els conductors més utilitzats són el Platí, el coure i el níquel.

Per aquests conductors, l'equació anterior s'escriu com:

$$R = R_0 \left(1 + \alpha \Delta T + \beta \Delta T^2\right)$$

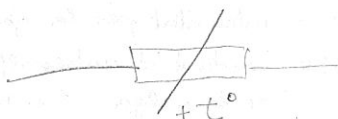
Sonda PT100 → platí, $R_0 = 100\,\Omega$ a 0°C

$\alpha = 0{,}390784076 \cdot 10^{-2}$ (°C^{-1})

$\beta = 0{,}5784084 \cdot 10^{-6}$ (°C^{-2})

Tolerància, entre 0,1 i 1%.

En aquests transductors també té importància l'autoescalfament de la pròpia sonda per l'intensitat que hi circula.



* Exemple

Un RTD del tipus PT100 s'utilitza per mesurar temperatures properes a 25°C. El coeficient d'autoescalfament en les condicions d'utilització és $K = 5\,mW/°C$. Quina és la resistència que presenta idealment a 25°C. ? Quina és la resistència del transductor, si el polaritzem amb un corrent de 10 mA?

a) Sabem que $R = R_0(1 + \alpha\Delta T + \beta\Delta T^2)$

i que $R_0|_{0°C} = 100\,\Omega$; $\Delta T = 25°C - 0°C = 25°C$

$$R|_{25°C} = 100\,\Omega\left[1 + 0{,}390784 \cdot 10^{-2} \cdot 25°C + 0{,}5784084 \cdot 10^{-6} \cdot 25^2\right] = 109{,}806\,\Omega$$

b) Si $I = 10\,mA = 0{,}01\,A$

$K = 5\,mW/°C = 0{,}005\,W/°C$

per tant, l'autoescalfament val $\Delta T = \dfrac{R \cdot I^2}{K}$

$$\Delta T = \frac{109{,}806 \cdot 0{,}01^2}{0{,}005} \simeq 2{,}2°C$$

i la temperatura del sensor serà $T_{sensor} = 25°C + 2{,}2°C = 27{,}2°C$

* A aquesta nova temperatura, la resistència del sensor serà diferent.

$$R|_{27{,}2°C} = 100\,(1 + \alpha \cdot 27{,}2 + \beta \cdot 27{,}2^2) = 110{,}67\,\Omega$$

* Si tornem a calcular l'autoescalfament, obtenim

$$\Delta T = \frac{110{,}67 \cdot 0{,}01^2}{0{,}005} = 2{,}21°C$$

i veiem que el sensor pràcticament s'equilibra a aquesta temperat.

Finalment, l'error comès és.

$$e_r\,(Temp) = \frac{T_{mesurada} - T_{real}}{T_{real}} \times 100 = \frac{27{,}21 - 25}{25} \times 100 \simeq 8{,}8\,\%$$

d) TERMISTORS (NTC) i (PTC)

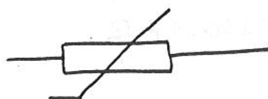
La paraula termistor prové de l'anglesa thermistor (Thermally sensitive resistor), és a dir, resistors variables amb la temperatura.

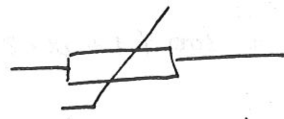
A diferència dels Detectors de Temperatura Resistius (RTD) ja vistos, que eren conductors, els termistors estan basats en materials semi-conductors.

Termistors (semiconductors)

- Pocs Dopants → poques impureses → a l'augmentar la Temp, augmenta el nombre de portadors, i baixa la resistència del material → coeficient de temperatura negatiu NTC
- Molts Dopants → moltes impureses → es comporta com un conductor → a l'augmentar la temp, augmenta molt poc el nombre de portadors, però disminueix la velocitat mitjana dels electrons per efecte de la vibració dels àtoms → coeficient de temperatura positiu PTC.

Símbols utilitzats





Són completament NO-Lineals, i en un marge reduït de temperatures, la seva resistència es pot posar com.

$$R_T = R_0\, e^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)}$$

R_0 = resistència a 25°C
T_0 = temperatura de 25°C expres. en Kelvins
T = Temperatura de mesura en Kelvins

Avui dia es fabriquen termistors linealitzats internament.
La sensibilitat típica d'un termistor és de 3 mV/°C a 200°C.

e) MAGNETORRESISTORS

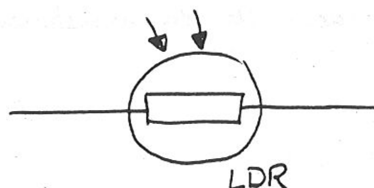
Si s'aplica un camp magnètic a un conductor pel qual està circulant un corent elèctric, depenent de la direcció del camp, ademés de la tensió Hall generada es detecta una reducció del corent elèctric deguda a que alguns electrons són desviats pel camp. Això significa un augment de la resistència elèctrica del conductor.

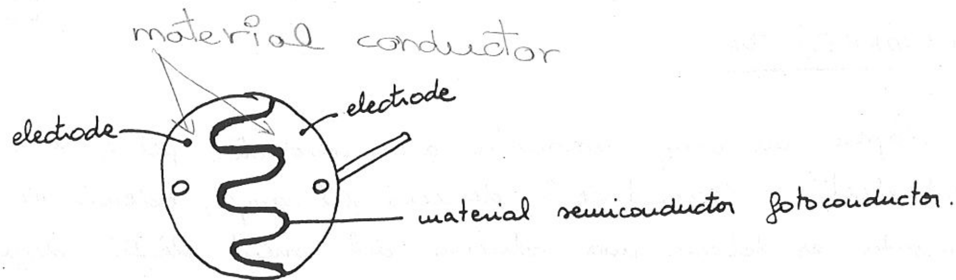
* aquest efecte és de 2n ordre comparat amb l'efecte Hall.
* Malgrat això, en materials anisòtrops com els ferromagnètics, les variacions poden ser del 2% al 5%.
* La variació de la resistència respecte del camp és quadràtica, però es pot linealitzar amb tècniques de polarització.
* Serveixen per mesurar camps magnètics, i són millors que els simples transductors inductius.
* El material més usat és el PERMALLOY (20% Fe i 80% Ni)
* aplicacions: capçals d'àudio
  lectors tarjetes de crèdit
  mesures desplaçaments lineals i angulars
  detectors de proximitat.
  etc...

f) FOTORRESISTORS (semiconductors

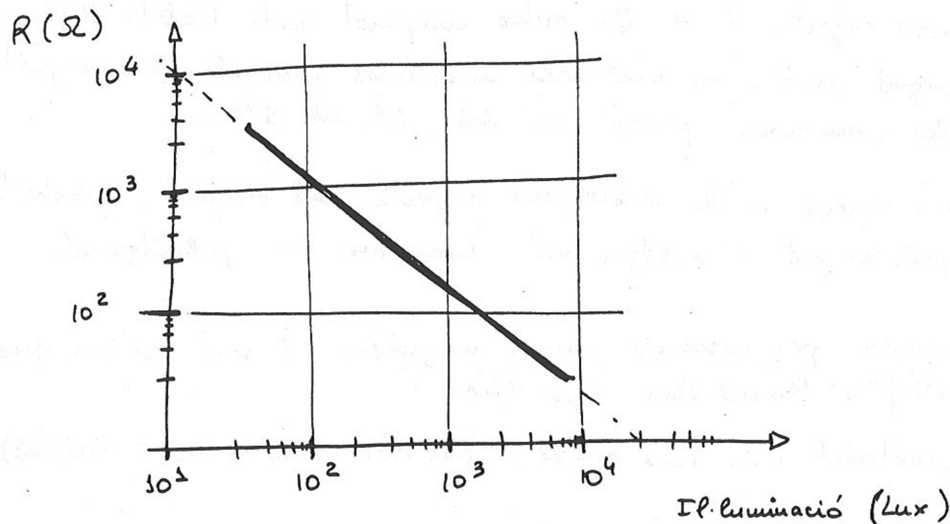
Els fotoresistors (Light Dependent Resistors, LDR) es basen en la variació de la resistència elèctrica d'un semiconductor a l'incidir-hi una radiació òptica (radiació electromagnètica entre $10\ nm \leq \lambda \leq 1\ mm$)

Símbol





Característica típica d'una fotocel·la o fotoresistor.



---

9) HIGRÒMETRES RESISTIUS

La humitat és la quantitat de vapor d'aigua present en un gas (humidity) o la quantitat d'aigua adsorbida o absorbida en un líquid o en un sòlid (moisture).

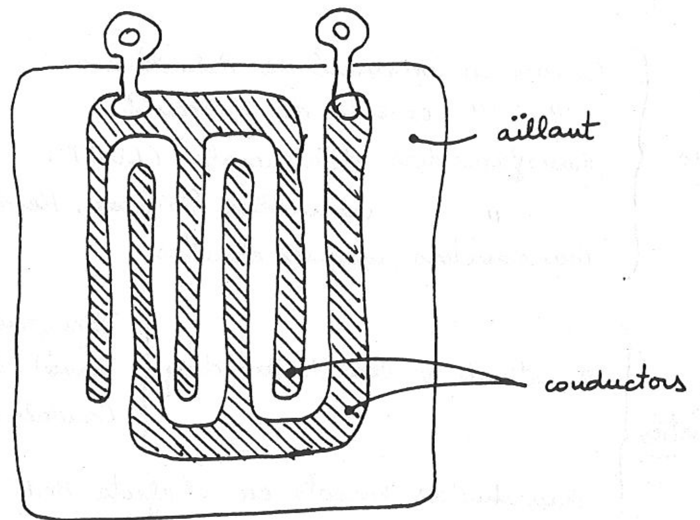
La majoria d'aïllants elèctrics presenten un descens de resistivitat brusc a l'augmentar el seu contingut d'humitat.

Si mesurem la variació de la resistència obtenim un higròmetre resistiu (humistor).

* La relació entre humitat relativa i resistència és <u>NO-lineal</u> (gairebé és exponencial) i abarca 4 dècades.

* La resistència s'ha de mesurar en corrent altern, sense nivell de contínua

* El temps de resposta és molt elevat (>10 s)



2.3.2.— Transductors de reactància variable i electromagnètics

La variació de la reactància d'un component o circuit ofereix alternatives de mesura a les disponibles en transductors resistius. Moltes d'aquestes mesures no necessiten cap contacte físic amb el sistema a mesurar, o tenen un efecte de càrrega mínim.

* Ofereixen solucions millors per mesurar
  - desplaçaments lineals i angulars
  - materials ferromagnètics
  - humitat.

* Alguns transductors són intrínsecament NO-lineals → Es supera mitjançant l'ús de transductors diferencials.

* Sempre s'alimenten amb corrent altern.

* Màxima freqüència admissible del senyal d'entrada ha de ser inferior a la freqüència de la tensió d'alimentació.

Els transductors d'aquest grup els podem classificar

Transductors Capacitius
- Condensador variable
- " diferencial

Transductors Inductius
- Basats en variació de Reluctància
- " " corrents de Foucault
- Transformadors diferencials (LVDT)
- " variables (Sincros, Resolver, Inductosyn)
- Transductors magnetoelàstics

Transductors Electromagnètics
- Basats en la llei de Faraday
  - Tacogeneradors
  - Transd. de velocit. lineal
  - Cabdalímetres electromag.
- Transductors basats en l'efecte Hall.

a) TRANSDUCTORS CAPACITIUS

La capacitat d'un condensador de plaques paral·leles ve donada per:

$$C = \frac{K A \varepsilon_0}{d} \quad \text{(Farads)}$$

K = constant del dielèctric

A = àrea de les plaques (m^2)

$\varepsilon_0 = 8{,}854 \cdot 10^{-12}$ (F/m)

d = distància entre plaques (m).

Per tant, es pot variar la capacitat d'un condensador modificant.

a) La distància entre plaques

b) L'àrea de les plaques enfrontades

c) El gruix o àrea del dielèctric

Per mesurar la capacitat es pot utilitzar:

a) un pont d'alterna.

b) un oscil·lador de RF modulat en freq per la capacitat.

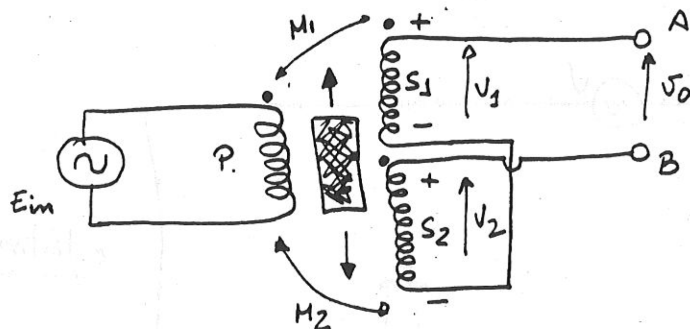
L'alimentació del circuit sempre serà AC, i generalment superior a $> f = 10\ KHz$.

Característiques:

* excel·lent resposta en freqüència
* pot mesurar fenòmens estàtics i dinàmics.
* efecte negatiu (capacitats paràsites) dels cables de con·nexió llargs.
* dependència de la sensibilitat amb la temperatura.

b) TRANSDUCTORS INDUCTIUS

Els més importants són els TRANSFORMADORS DIFERENCIALS (LVDT)



Si el nucli està en el centre $\rightarrow$ $V_1 = V_2$ $\rightarrow$ $V_0 = 0$

L'amplitud de V_0 depen de la magnitud del desplaçament del nucli

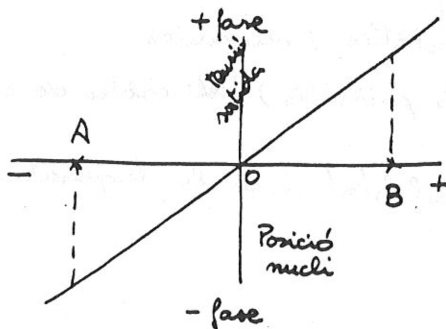
La fase de V_0 depen de la direcció del nucli

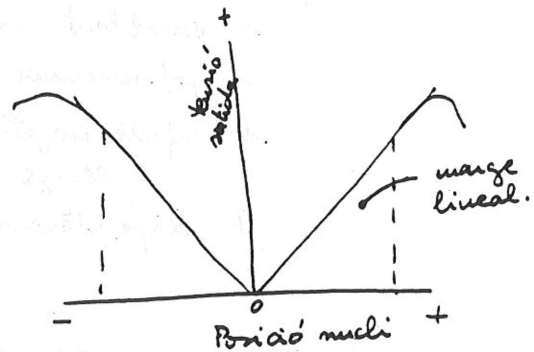
* una característica molt important dels LVDT és la seva gran sensibilitat. (entre 50 - 300 mV/mm). → és a dir, un desplaçament de 1mm. suposa una V_0 de 300 mV.

* Es troben LVDT per mesurar desplaç. entre ±1 mm i ± 635 mm amb una sensibilitat a partir de 0,0254 mm.

* El marge de temp. es troba entre −265°C i +600°C

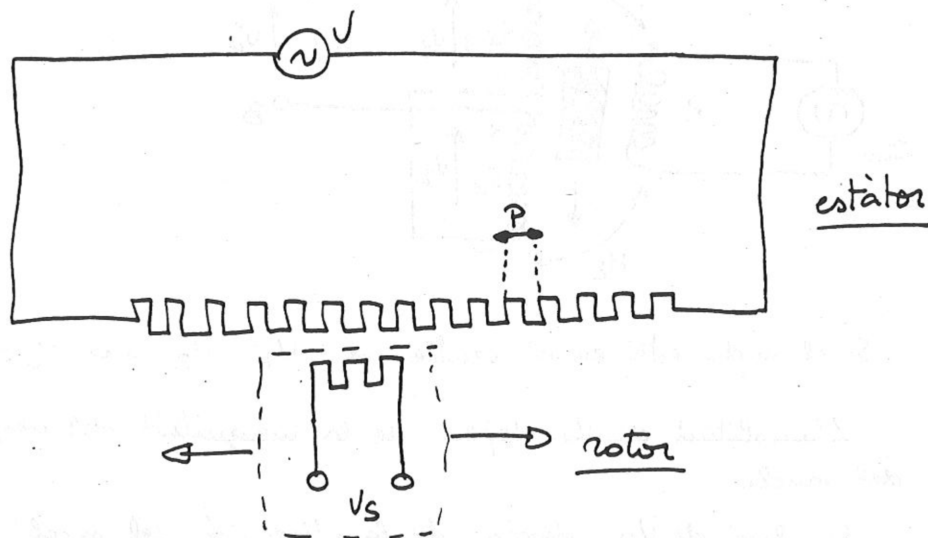
* Es troben models resistents a la radiació, per mesures en reactors nuclears.





INDUCTOSYN

Inductosyn és la marca registrada. (Farrand Industries Inc) d'un tipus de transformador variable.



La tensió induïda depen de la posició relativa d'un circuit respecte l'altre

$$V_S = K V \cdot \cos 2\pi \frac{x}{P}$$

Generalment $P \simeq 2mm$ amb una longitud entre 250 mm i 36 metres. Separació entre estàtor i rotor = 0,178 mm.

S'apliquen, per exemple en els discs de memòria d'ordinador on interessa una repetibilitat de ± 0,5 μm, en màquines de control numèric i en el manipulador remot del transbordador espacial Columbia.

2.3.3 - TRANSDUCTORS GENERADORS

Els transductors generadors són aquells que generen un senyal elèctric a partir de la magnitud que mesuren, sense necessitat d'una alimentació elèctrica.

a) TRANSDUCTORS TERMOELÈCTRICS : TERMOPARELLS

Els transductors termoelèctrics es basen en dos efectes, que a diferència de l'efecte Joule, són reversibles.

Efecte Peltier consisteix en l'escalfament o refredament d'una unió entre 2 metalls diferents al passar un corrent per ells.

La dependència és lineal, i ve descrita pel coeficient de Peltier

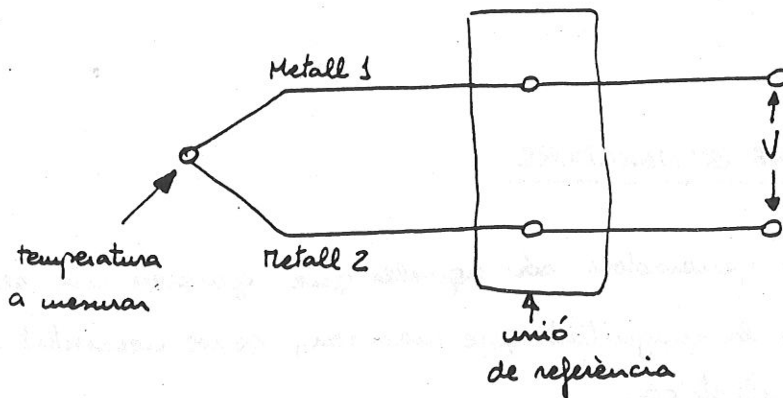
$$\pi_{AB} = T\,(S_B - S_A) = -\pi_{BA}$$

Efecte Thompson consisteix en l'absorció o alliberament de calor per part d'un conductor homogeni amb temperatura no homogènia pel qual circuli un corrent.

El flux net de calor per unitat de volum (q), en un conductor de resistivitat r, amb un gradient longitudinal de temperatura $\frac{dT}{dx}$, pel qual circula una densitat de corrent i és

$$q = \underbrace{i^2 r}_{\text{efecte Joule}} - \underbrace{i \sigma \left(\frac{dT}{dx} \right)}_{\text{efecte Thompson}}$$

σ = coeficient Thompson



Un termoparell és una unió de dos metalls diferents.

La tensió apareguda V en els seus extrems depen de la composició dels dos metalls i de la diferència de temperatures entre la unió calenta i l'unió freda. (o de referència).

Limitacions dels termoparells

a) La màxima temperatura de mesura ha de ser inferior a la temperatura de fusió de l'unió

b) El mitjà on es mesuri no ha d'atacar cap dels metalls.

c) El corrent que circula pel termoparell ha de ser mínim → → autoescalfament.

d) Necessitat de mantenir una de les unions a una temperatura de referència fixa.

e) La tensió de sortida és molt petita
(sensibilitat típica = $6-75\,\mu V/^{\circ}C$)

f) La resposta no és lineal.

Una equació aproximada que dóna la tensió de sortida d'un termoparell en funció de la temperatura és:

$$E_{AB} \cong \alpha\,(T_1 - T_2) + \beta\,(T_1^2 - T_2^2)$$

T_1 = temperatura unió 1.
T_2 = " " 2
α, β = constants que depenen dels materials A i B.

Interessa que β sigui molt petita
→ això limita les possibilitats d'elecció de materials.

(Exemple) - unió coure/constantan
$\alpha = 62{,}1$
$\beta = 0{,}045$ (V_{AB} en μV).

Malgrat les limitacions dels termoparells, són els transductors de temperatura més utilitzats.

1) Marge de mesura molt gran ($-270\,^{\circ}C$ a $3000\,^{\circ}C$) tant com a conjunt com a nivell particular.

2) La seva estabilitat a llarg plaç és acceptable
3) fiabilitat elevada
4) per baixes temperatures → més exactitud que RTD
5) Mida petita → poca inèrcia tèrmica (ràpides msg).
6) Models de poc preu

Tipus de termoparells.

Designació

B	Pt (6%)/Rodi - Pt (30%)/ Rodi
C	W (5%) / Reni - W (26%)/ Reni
E	Crômel / constatan
J	Ferro / Constantan
⋮	

Les tensions de sortida es solen donar tabulades.

Exemple.

Durant uns experiments amb un termoparell de coure-constantan, s'ha trobat que $\alpha = 3{,}75 \times 10^{-2}\ mV/^{o}C$ i $\beta = 4{,}5 \times 10^{-5}\ mV/^{o}C^2$.
Si $T_1 = 100\,^{o}C$ i l'unió freda està en el gel, calculeu la fem.

$$E = \alpha\,(T_1 - T_2) + \beta\,(T_1^2 - T_2^2)$$

$$= 3{,}75 \cdot 10^{-2}\ \frac{mV}{^{o}C}\,(100^{o}C - 0^{o}C) + 4{,}5 \cdot 10^{-5}\ \frac{mV}{^{o}C}\,(100^2 - 0^2)$$

$$E = 3{,}75\,mV + 0{,}45\,mV = 4{,}20\,mV.$$

b) TRANSDUCTORS PIEZOELÈCTRICS

L'efecte piezoelèctric consisteix en l'aparició d'una polarització elèctrica en un material quan aquest es deforma sota l'acció d'un esforç. És un efecte reversible →

si s'aplica una tensió, → el material es deforma.

Materials piezoelèctrics → Sal de Rochelle, Quars, Turmalina

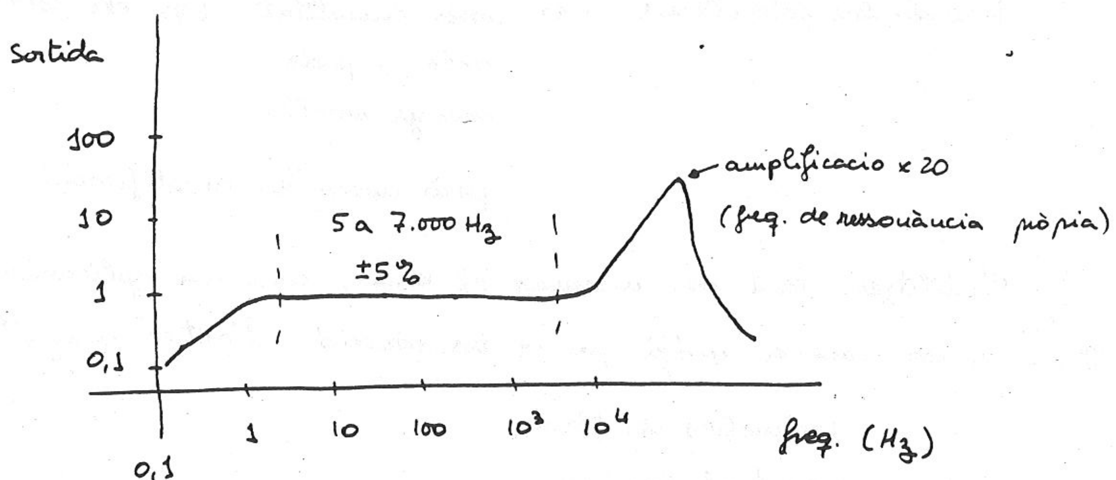
Per a un element piezoelèctric sotmès a pressió, part de l'energia es converteix en potencial elèctric que apareix en les cares oposades de l'element (com un condensador). La resta de l'energia aplicada es converteix en energia mecànica (com una molla mecànica).

Quan cessa la pressió, l'element piezoelèctric torna a la seva forma original i perd la seva càrrega elèctrica. D'aquestes relacions en resulta el coeficient d'acoblament K:

$$K = \frac{\text{Energia mecànica convertida en energia elèctrica}}{\text{Energia mecànica aplicada}}$$

$$K = \frac{\text{Energia elèctrica convertida en energia mecànica}}{\text{Energia elèctrica aplicada}}$$

Els transductors piezoelèctrics no tenen resposta en contínua.



freq ressonància ≃ 35 KHz → guany ≃ 20.

entre 5 - 5000 Hz → resposta plana, guany ≃ 1 ±5%

c) TRANSDUCTORS FOTOVOLTAICS

Els transductors fotovoltaics es basen en la generació d'un potencial quan una radiació ionitza una zona on hi ha una barrera de potencial → efecte fotovoltaic.

La forma habitual de crear una barrera de potencial és formant una unió PN

Si unió PN → mateix semiconductor ⟹ homounió
" " → diferents " ⟹ heterounió

L'elecció del material depen de la radiació a detectar

visible i infraroig proper ⟹ silici (homounions).
selени (Seleni P + òxid cadmi N).

altres longituds d'ona ⟹ germani, antimoniur d'indi (SbIn)
arseniur d'indi (AsIn), etc.

transductors fotovoltaics → més linealitat (que els fotoconductors)
més ràpids
menys soroll.

però necessiten amplificació.

S'utilitzen tant per mesurar el llum, com en aplicacions on el llum s'usa com a mitjà per la transducció d'altres magnituds

fotòmetres de flama
espectrofotòmetres
colorímetres
piròmetres d'infrarojos
detectors de fum
detectors d'exposició fotogràfica
lectors de targetes
etc

2.3.4.– Transductors digitals

La creixent presència de sistemes digitals per al tractament i presentació de la informació fa molt atractius els transductors que ofereixen en la seva sortida un senyal en forma digital.

a) Simplificació que suposa el seu condicionament

b) Major immunitat en front a les interferències electomagnètiques

Es distingeixen 2 tipus de transductors digitals:

1) T.D. que ofereixen una sortida digital a partir d'una entrada analògica (codificadors de posició).

2) T.D. que ofereixen una sortida no digital, de tipus oscil·latori, que necessiten un comptador per oferir el senyal digital desitjat (s'anomenen de "freq. variable" o "quasidigitals")

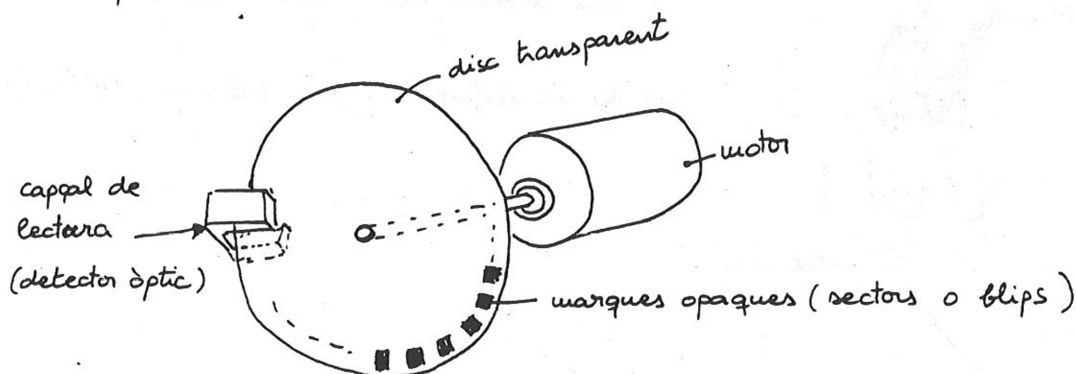
→ S'ha de destacar que pràcticament no hi ha cap fenòmen que es pugui traduir directament amb una sortida digital.

CODIFICADORS DE POSICIÓ

a) Codificadors incrementals

Poden ser lineals o angulars.

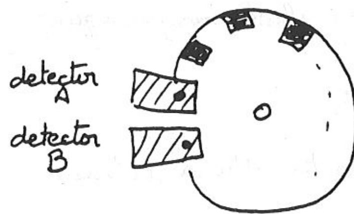
Consten d'un element lineal o un disc, amb poca inèrcia, solidaris a la peça de la qual volem determinar la posició. Aquest element té dos tipus de zones o sectors amb una propietat que les diferencia (opac-transparent, reflectant – no reflectant ...) disposats de forma alternativa i equidistant.

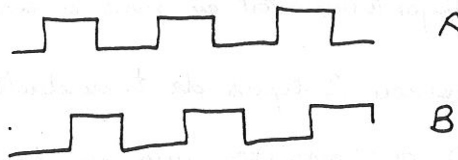


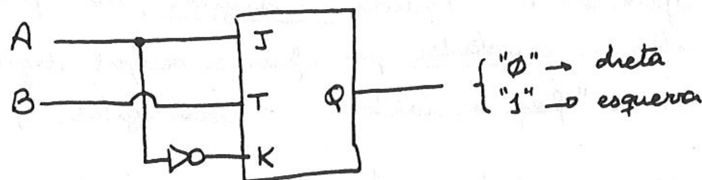
Per saber la posició (angular) només fa falta comptar o descomptar el nombre de blips que passen pel detector.

* Inconvenient Important → { Si falla l'alimentació / Si es desconnecta / En presència d'interferències } es perd la informació sobre la posició.

Per poder detectar el sentit de gir o d'avanç (dreta - esquerra), fa falta un 2n detector, desfasat amb el primer.



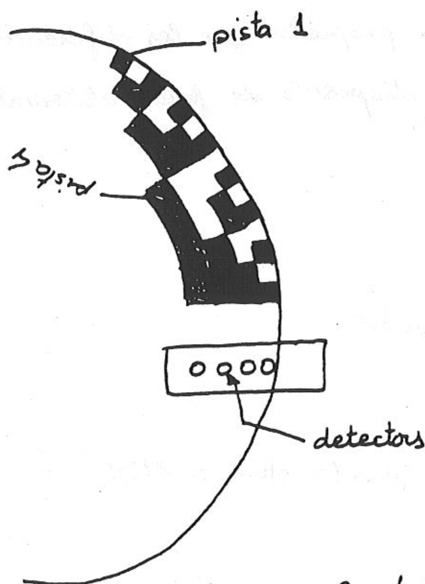




{ "0" → dreta
{ "1" → esquerra

b) Codificadors absoluts

Són semblants als codificadors incrementals, però en lloc d'haver-hi una sola pista i un sol detector, hi ha N pistes i N detectors, de manera que es poden codificar 2^N posicions diferents.



* lectors òptics (immunitat en front a les interferències electromagnètiques)

* han d'estar molt ben alineats

* hi ha diferents codis (Binari, BCD, Gray...)

→ En tot moment es té codificada la posició actual.

2.3.5 - TRANSDUCTORS BASATS EN UNIONS SEMICONDUCTORES

En aquest capítol veurem altres transductors, basats en unions semiconductores, que no hem vist abans.

El seu interès és doble:

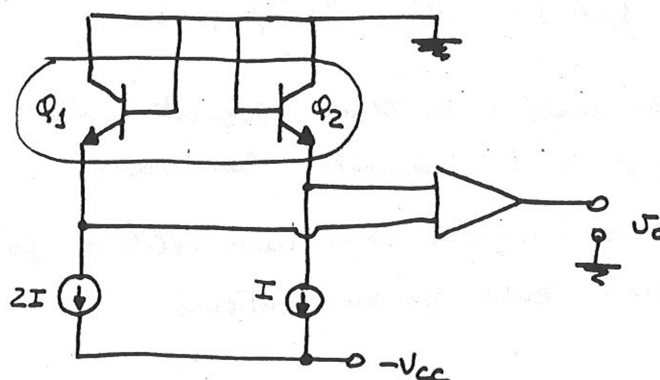
a) degut als processos de fabricació en gran escala es pot pensar en preus molt competitius

b) la possibilitat d'incorporar els circuits condicionadors de senyal en el mateix xip. (monolític si el sensor és de SI, o híbrid si no ho és) → dóna lloc als anomenats sensors intel·ligents (SMART - SENSORS)

TERMÒMETRES BASATS EN UNIONS SEMICONDUCTORES

La característica directa d'un díode depèn de la temperatura. De totes maneres, aquesta dependència no és ni lineal, ni massa repetitiva

aleshores es prefereix utilitzar la dependència tèrmica de la tensió base-emissor, V_{BE} d'un transistor, amb corrent de col·lector constant.



Suposant els dos TRT perfectament iguals i a la mateixa temperatura obtindrem.

$$V_d = V_{BE1} - V_{BE2} = \frac{KT}{q} \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}}$$

K = ctant de Boltzman = $1,3807 \times 10^{-23}$ J/K

q = càrrega de l'electró = $1,60 \times 10^{-19}$ C

T = temperatura en Kelvins

I suposant $\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = 2$ obtenim que.

$$\frac{V_d}{T} = 59,73 \, \mu V/K$$

Si ajustem l'A.O. de manera que el guany sigui $G = 167,4$., aleshores obtenim una tensió de sortida $\boxed{V_o = 10 \, mV/K}$

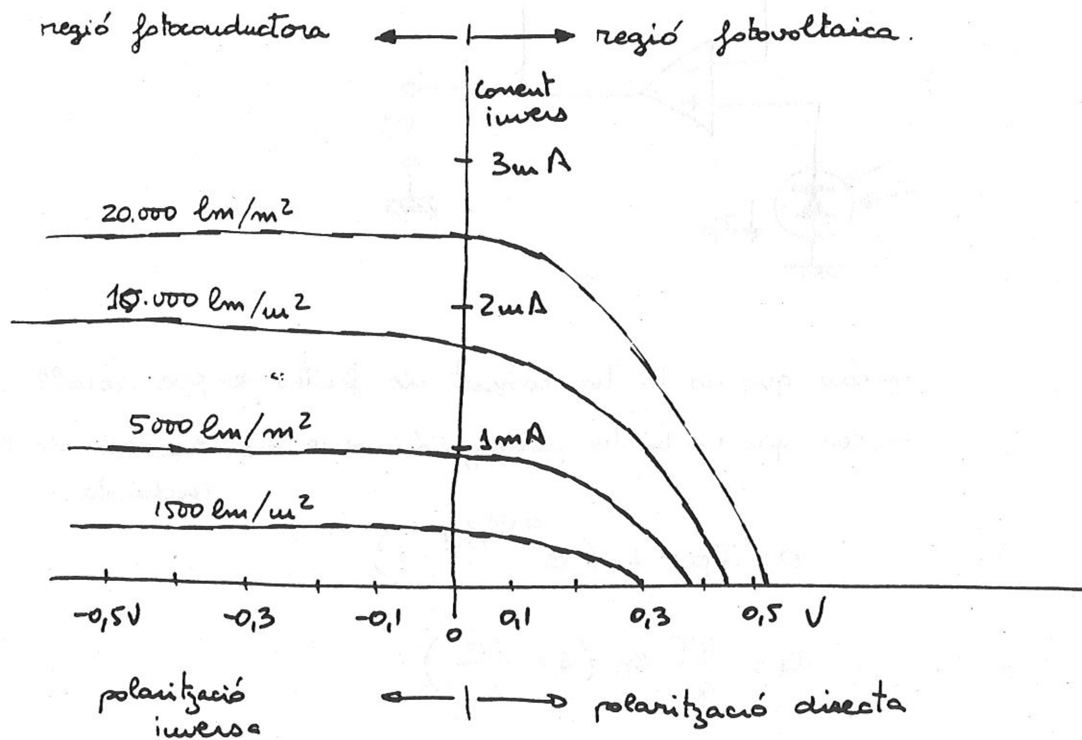
EL FOTODÍODE I FOTOTRANSISTOR

En un díode no connectat, el corrent de pèrdues és molt petit. (inferior a $1 \mu A$) si està a les fosques.

Si exposem la unió a la llum, aquest corrent s'incrementa de forma proporcional a la intensitat lluminosa.

→ El díode es comporta com una cèl·lula fotovoltaica, i apareix una tensió entre els seus extrems

En canvi si polaritzem el díode inversament, aquest es comporta com un fotoconductor, apareixen una intensitat inversa proporcional al llum.



Per a la detecció del senyal d'un fotodíode hi ha distintes opcions:

a) <u>No polaritzar el díode (mode fotovoltaic).</u>

i mesurar la tensió en buit

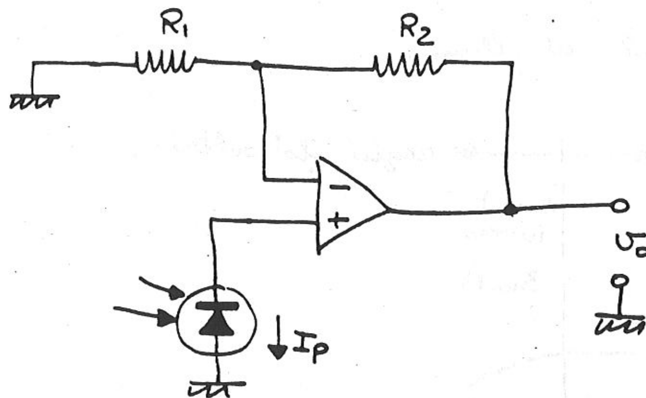
b) <u>No polaritzar el díode (mode fotovoltaic)</u>

i mesurar el corrent de curtcircuit

c) <u>Polaritzar el díode en inversa. (mode fotoconductor)</u>

i mesurar el corrent de sortida

a) Díode sense polaritzar, mesurant la tensió en buit.



- com que no hi ha corrent de fuites → poc soroll.
- com que no hi ha polarització inversa → amplada de banda reduïda.

$$0 = I_p - I_o\left(e^{q v_d / Kt} - 1\right)$$

$$v_d = \frac{KT}{q} \ln\left(1 + \frac{I_p}{I_o}\right)$$

$$v_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{KT}{q} \ln\left(1 + \frac{I_p}{I_o}\right)$$

K = ctant de Boltzman $= 1,3807 \times 10^{-23}$ J/K

q = càrrega de l'electró $= 1,60 \times 10^{-19}$ C.

I_p = intensitat pel díode

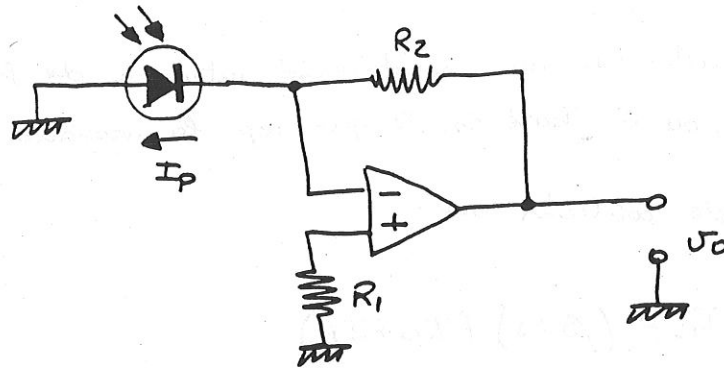
I_o = corrent de saturació inversa

es veu clarament que la resposta és logarítmica.

b) Díode sense polaritzar, mesurant el corrent de curt-circuit

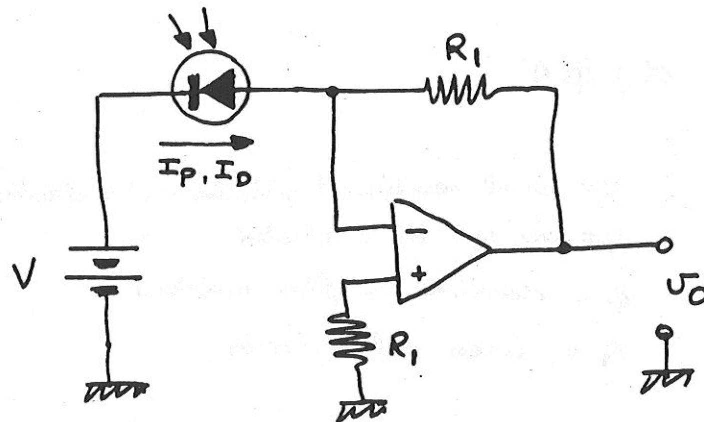
En aquest circuit, la tensió de sortida val.

$$v_o = I_p \cdot R_2$$



$$v_o = I_p R_2$$

c) Diode polaritzat en inversa, mesurant el corrent.



En aquest circuit, la sortida val.

$$v_o = -(I_p + I_D) R_1$$

on $I_D = I_o \left(e^{qV/KT} - 1 \right)$

Amb aquesta configuració, el sistema té més soroll que les dues configuracions anteriors, però també té més velocitat

FOTOTRANSISTOR

Un fototransistor és una combinació integrada de fotodíode i transistor NPN, on la base és la que rep la radiació òptica.

El corrent de col·lector val:

$$I_C = (\beta + 1)(I_P + I_D)$$

on I_P i I_D són els mateixos que el cas anterior

β = guany de corrent del TRT en emissor comú

I_P = corrent degut al senyal.

I_D = corrent de fuites

$$I_P = \alpha q \Phi A$$

α = és el rendiment quàntic del detector

q = càrrega de l'electró

Φ = densitat de flux incident

A = àrea del detector

$$I_D = I_0 \left(e^{\left(qV/KT \right)} - 1 \right)$$

V = tensió aplicada

K = ctant de Boltzman.

T = temperatura en K

I_0 = corrent de saturació inversa.

2.4.- Actuadors

La funció dels actuadors és realitzar una acció mecànica en resposta a un senyal d'entrada.

Senyal d'entrada {
- elèctric → actuadors elèctrics
- neumàtic → " neumàtics
- hidràulic → " hidràulics
- mecànic → " mecànics

2.4.1.- Actuadors electromecànics

Relè → és un interruptor mecànic accionat elèctricament.

* consta de 2 ó més contactes, corresponents a 1 o més circuits i d'un element que controla la commutació

* la potència de control és molt petita respecte a la potència del circuit controlat.

POL → cada contacte mòbil d'un relè o d'un interruptor

per cada pol li pot haver 1 ó 2 contactes fixes

Relè SPST (Single Pole Single Throw)

SPDT (Single Pole Dual Throw)

DPDT (Dual Pole Dual Throw).

SPST { tipus A, tipus B

SPDT { tipus C, tipus D

DPDT { tipus C / tipus D

tipus A → normalment obert

tipus B → " tancat

tipus C → bbm (s'obrirà un circuit abans de tancar l'altre break before make).

tipus D → mbb (es tancarà un circuit abans d'obrir l'altre make before break).

Tipus de relès {
- electromagnètics (element de control → electroimant).
- de làmines o reed (element de control → bobina que indueix un camp sobre els contactes que són làmines ferromagnètiques.).

protecció dels contactes del relè

si la càrrega que governa el relè és inductiva, s'ha de protegir-lo de la espurna produïda a l'obrir el contacte.

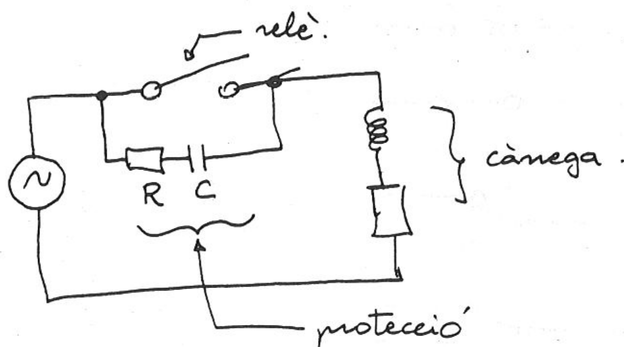
díode de protecció

relè

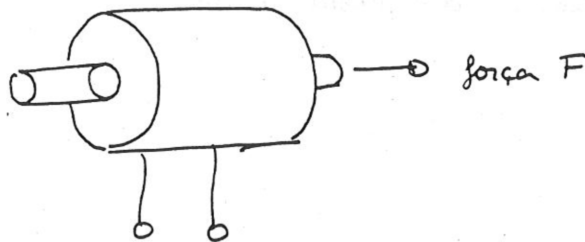
L

R_L

càrrega



SOLENOÏDES → és un convertidor d'energia elèctrica en mecànica per via d'un camp magnètic (electroimant).



Altres actuadors electromecànics →

Motors { de contínua
d'alterna
pas a pas

2.4.2. – Altres actuadors.

actuadors electromecànics → només ofereixen sortida mecànica
→ potències petites (mecàniques).

actuadors electrohidràulics → motors hidràulics
→ vàlvules hidràuliques

actuadors electroneumàtics → motors neumàtics
→ vàlvules neumàtiques

<u>Refrigeradors i calefactors</u> basats en l'efecte Peltier

(efecte termoelèctric reversible → absorció o cessió d'escalfor en la unió de dos materials distints quan circula un corrent a través d'aquesta unió).

E. U. V.

Estudis Universitaris de Vic
Escola Universitària Politècnica d'Osona
Adscrita a la Universitat Politècnica de Catalunya
Enginyeria Tècnica de Telecomunicació
especialitat en Sistemes de Telecomunicació

ADQUISICIÓ DEL SENYAL

Apunts de classe
Capítol 3

Antoni Suriñach i Albareda

CAPÍTOL 3.- CONDICIONAMENT DELS SENYALS D'ENTRADA

Analitzarem el problema del condicionament de senyals

qualitat final d'un SADS → depen directament de la qualitat dels senyals que maneja.

3.1.- Problemes de condicionament i alternatives

Sensors i actuadors → NO es poden connectar directament al processador digital.

↑

per fer-ho possible s'utilitzen els condicionadors de senyals.

Analitzant varis SADS es pot pensar que cada condicionament es específic per cada aplicació.

En aquest apartat es donen unes pautes pel disseny de condicionadors

a) descripció de la forma física en què es presenten els senyals.

b) descripció matemàtica de les operacions amb senyals

c) consideracions de les conversions entre dominis de senyal realitzades pels circuits analògics.

3.1.1.- Tipus de senyals

SENYAL → tota magnitud elèctrica, les variacions de la qual porten informació sobre un procés o magnitud física.

a) Senyals analògics i digitals

SENYALS

ANALÒGICS → * Senyals, l'amplitud dels quals varia de forma contínua amb el temps.

* Si només poden prendre una sèrie de valors concrets → Senyals d'amplitud discreta, continus en el temps

* Si poden prendre qualsevol valor, però només en instants de temps concrets → senyals d'amplitud contínua discrets en el temps.

DIGITALS → * Senyals que només poden prendre valors d'amplitud discrets en instants concrets.

* La seva amplitud ve donada per un codi que es representa físicament mitjançant senyals amb només dos nivells de tensió ("0" i "1")

* La representació del codi és el que es sol denominar SENYAL DIGITAL

→ Per extensió, es solen designar com a digitals, tots els senyals d'amplitud discreta, encara que siguin continus en el temps.

b) Senyals unipolars i diferencials

D'acord amb la disposició física dels terminals en els que es presenten aquests senyals, poden ser unipolars o bipolars (diferencials).

SENYALS UNIPOLARS → es mesuren entre un terminal i un altre de referència

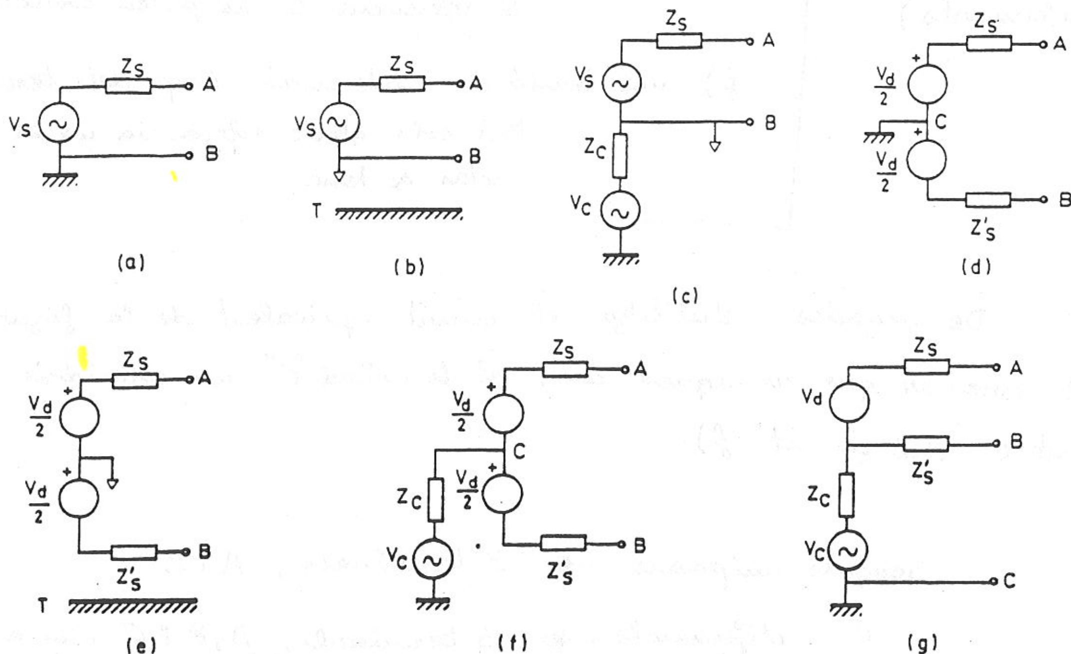


Figura 3.1 Tipos de señales según sus terminales. (*a*) Unipolar puesta a tierra. (*b*) Unipolar flotante. (*c*) Unipolar con tensión en modo común. (*d*) Diferencial puesta a tierra. (*e*) Diferencial flotante. (*f*) Diferencial con tensión en modo común. (*g*) Diferencial con tensión en modo común.

Senyals Unipolars —
- a) posada a terra
- b) flotant (els terminals es poden invertir, i qualsevol dels 2 es pot connectar al terra per raons de protecció).
- c) ⟶ amb tensió en mode comú (succeeix quan entre el terminal de referència i el terra existeix una tensió ⟶ no es pot passar a terra cap terminal)

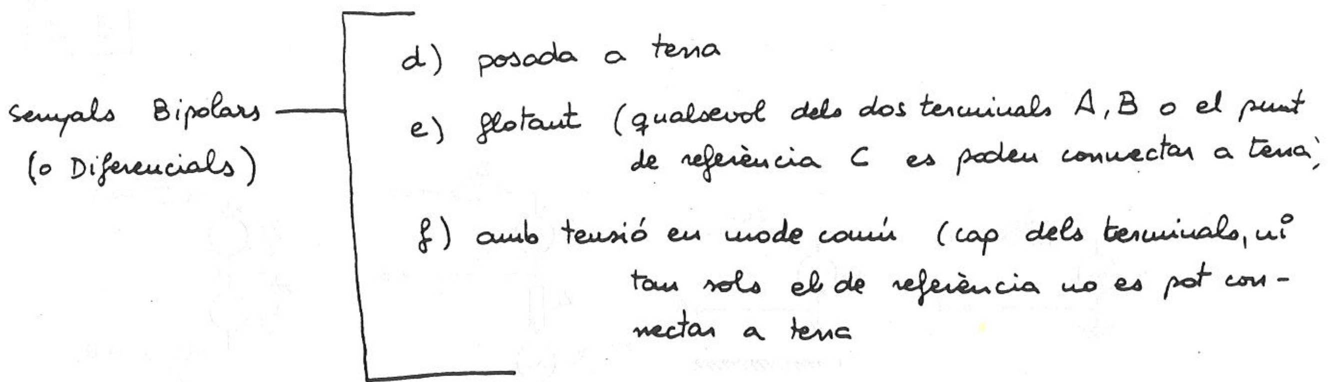
V_S = font de senyal = tensió del senyal d'entrada

Z_S = impedància equivalent del generador del senyal

V_C = tensió en mode comú

Z_C = impedància eq. de generad. de mode comú

<u>SENYALS BIPOLARS</u> ⟶ apareixen entre dos terminals que són independents del terminal de referència, terminal que, a la seva vegada, pot estar o no connectat al terra.



De vegades s'utilitza el circuit equivalent de la figura g). Cal observar que en aquest cas, el terminal "C" no coincideix amb el punt C del circuit f).

Senyals unipolars → 2 terminals, A i B

" diferencials → 3 terminals, A, B i C com a mínim

c) Senyals d'alta i baixa impedància

Además de la configuració de terminals és important conèixer la impedància de sortida d'aquests senyals.

Senyals { Alta impedància ($Z_o \uparrow$)
Baixa impedància ($Z_o \downarrow$)

Al connectar dos circuits es poden pretendre 2 coses.

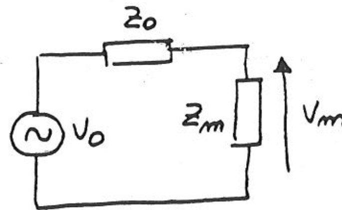
a) La tensió o intensitat de sortida d'un circuit, ha de ser igual al d'entrada del circuit següent.

b) O be es desitja transferir la màxima potència entre un element i el següent.

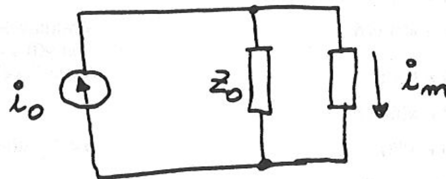
En els dos casos farà falta adaptar les impedàncies.

cas a) el 2n circuit no pot carregar el primer, i això vol dir que:

* si es mesura tensió → $Z_m \gg Z_o$



* si es mesura corrent → $Z_m \ll Z_o$



cas b) la impedància d'entrada del 2n circuit ha de coincidir amb el complex conjugat de la impedància de sortida del 1r. (Si les impedàncies són resistives, només s'ha de fer $Z_o = Z_m$)

3.1.2.- Operacions amb senyals

La primera operació bàsica que s'ha de fer amb els senyals és multiplicar-los per una constant, és a dir, amplificar-los.

A part d'aquesta operació pot ser necessari obtenir els resultats a partir d'operacions com integracions, derivacions, promitjos, etc.

3.1.2.1. — Operacions amb senyals analògics

Operac. amb senyals analògics
- **Lineals** (es compleix superposició)
- **No lineals** (no es compleix ")

Suma	$z(t) = x(t) + y(t)$ $z(t) = x(t) + b$	Polarización, b constante
Promediado	$z(t) = \dfrac{x_1(t) + x_2(t) + \ldots + x_n(t)}{n}$	n entero
Resta	$z(t) = x(t) - y(t)$	
Producto	$z(t) = x(t)\,y(t)$	Modulación de amplitud si $y(t)$ es senoidal
	$z(t) = k\,x(t)$	Amplificación por k
División	$z(t) = x(t)/y(t)$	
Potencia	$z(t) = x^n(t)$	$n < 1$, radicación
Logaritmo	$z(t) = \ln x(t)$	
Integración	$z(t) = \dfrac{1}{T}\displaystyle\int_0^T x(t)\,dt$	
Derivación	$z(t) = \dfrac{dx(t)}{dt}$	
Comparación	$z(t) = 1$ si $x(t) > y(t)$ $= 0$ si $x(t) < y(t)$	Los valores 1 y 0 se representan con dos niveles de tensión distintos
Limitación de amplitud	$z(t) = x(t)$ si $\lvert x(t)\rvert < V$ $= V$ si $\lvert x(t)\rvert \geq V$	Recorte
Limitación de velocidad	$z(t) = x(t)$ si $\left\lvert \dfrac{dx(t)}{dt} \right\rvert < S$	
	$z(t) \neq x(t)$, $dz/dt = S$ si $\left\lvert \dfrac{dx(t)}{dt} \right\rvert \geq S$	
Valor absoluto	$z(t) = \lvert x(t)\rvert$	Rectificación de onda completa
Valor máximo	$z(t) = \max\{x_1(t), x_2(t), \ldots x_n(t)\}$ $z(t) = \max\{x(t)\}$	Detección de pico
Valor mínimo	$z(t) = \min\{x_1(t), x_2(t), \ldots x_n(t)\}$ $z(t) = \min\{x(t)\}$	Detección de valle

Totes les operacions d'aquesta taula s'han de realitzar de manera que el circuit posterior <u>no</u> carregui l'anterior → Adaptació d'impedàncies.

3.1.2.2.- Operacions amb senyals digitals

Operac. amb. seny. digitals <u>molt menys comú</u> que les operac. amb senyals analògics.

1 Sobre la información representada por el código

— Aritmética decimal o binaria:	Sumar/restar Contar/descontar Multiplicar Dividir
— Operaciones lógicas:	AND OR NOT EX-OR
— Almacenar (registros)	
— Conversiones:	Serie/paralelo Codificar/decodificar Complementar a 9 Cambio de estado (biestables)

2 Sobre los parámetros físicos

— Sobre la frecuencia:	Multiplicar Dividir Osciladores
— Sobre la fase:	Comparadores de fase (EX-OR)
— Sobre el tiempo:	Retardo Monoestables Diferenciar Integrar
— Sobre la amplitud:	Conversión de niveles de tensión Recuadrar (disparador Schmitt) Inhibir cambios estado (eliminar rebotes)

Les operacions realitzades sobre l'informació representada pel codi es poden realitzar totes amb un µP.

Les operacions realitzades sobre els paràmetres físics <u>no</u> es poden realitzar amb un µP i es fa necessari l'ús de components específics.

3.1.3.- Errors en el condicionament de senyals

operacions amb senyals **analògics** → tota discrepància entre la sortida real i l'esperada ⇒ ERROR.

operacions amb senyals **digitals** → en cas de discrepàncies, s'anomenen ERRADES

senyals analògics → en el condicionament.
SEMPRE HI HA ERRORS

estudi dels errors:
- entrades de molt baixa freq. ($f < 0{,}01\,Hz$) — ERRORS ESTÀTICS
- entrades de $f > 0{,}01\,Hz$ — ERRORS DINÀMICS

3.1.3.1.-ERRORS ESTÀTICS

Errors estàtics:
- **CONSTANTS**, respecte a la magnitud d'entrada → errors additius — ERRORS DE ZERO
- **VARIABLES** amb la magnitud d'entrada → errors multiplicatius (si són directament proporcionals) — ERRORS DE GUANY

error total = error absolut = e_a = valor obtingut - valor ideal

$$\text{error relatiu} = e_r = \frac{e_a}{\text{valor ideal}} = \frac{\text{valor obtingut} - \text{valor ideal}}{\text{valor ideal}}$$

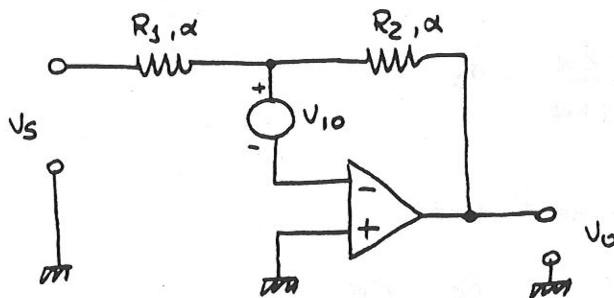
* d'aquesta manera està indicat en tant per 1.
* si es multiplica ×100, està expressat en %.

L'error absolut també es pot expressar respecte a un valor de referènci
→ normalment respecte el valor de fons d'escala

→ aleshores es parla d'error relatiu al fons d'escala, però no deixa de ser un error absolut.

Exemple

Calculeu l'error relatiu en l'amplificador inversor quan es té en compte la tolerància de les resistències i la tensió de desequilibri (offset) de l'amplificador operacional.



* La sortida ideal, en absència d'errors, val

$$v_o = -\frac{R_2}{R_1} \cdot v_s = G \cdot v_s$$

* Si tenim en compte, només, la tolerància dels resistors, la sortida val

$$v_o' = -\frac{R_2(1 \pm \alpha)}{R_1(1 \pm \alpha)} \cdot v_s = G' \cdot v_s$$

el cas pitjor de tots, serà quan les toleràncies siguin màximes i tinguin el signe cambiat.

en aquest cas, suposem $R_2 = R_2(1-\alpha)$, la sortida valdrà
$R_1 = R_1(1+\alpha)$

$$v_o' = -\frac{R_2(1-\alpha)}{R_1(1+\alpha)} v_s = G' \cdot v_s$$

aleshores l'error absolut serà

$$e_a(v_o) = v_o' - v_o = (G' - G) \cdot v_s = \left[-\frac{R_2(1-\alpha)}{R_1(1+\alpha)} + \frac{R_2}{R_1} \right] \cdot v_s$$

$$e_a(v_o) = \frac{R_2}{R_1} \cdot v_s \cdot \left[1 - \frac{(1-\alpha)}{(1+\alpha)} \right] = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{2\alpha}{1+\alpha} \cdot v_s$$

Si prenem els dos casos extrems, l'error absolut serà

$$e_a(v_o) = \pm \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{2\alpha}{1+\alpha} \cdot v_s$$

i l'error relatiu corresponent serà:

$$e_r(v_o) = \frac{e_a(v_o)}{v_o} = \frac{\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{2\alpha}{1+\alpha} \cdot v_s}{\frac{R_2}{R_1} \cdot v_s} = \pm \frac{2\alpha}{1+\alpha}$$ (en tant per 1.

* Considerant, ara, només la tensió d'offset (sense v_s), la sortida valdrà

$$v_o' = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot v_{io}$$

Com que $v_o = 0$ quan $v_s = 0$ idealment, l'error absolut és

$$e_a(v_o) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_{io} - 0 = v_o'$$

* Si considerem, al mateix temps, les dues fonts d'error, aplicant el principi de superposició, obtenim

$$v_o' = -\frac{R_2(1\pm\alpha)}{R_1(1\pm\alpha)}\,v_s + \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\cdot v_{io}$$

i l'error absolut total és:

$$e_a(v_o) = \pm\left[\underbrace{\frac{R_2}{R_1}\cdot\frac{2\alpha}{1+\alpha}\,v_s}_{\text{ERROR DE GUANY}} + \underbrace{\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)v_{io}}_{\text{ERROR DE ZERO.}}\right]$$

es veu clarament que:

a) La tolerància de les resistències produeix un error de guany

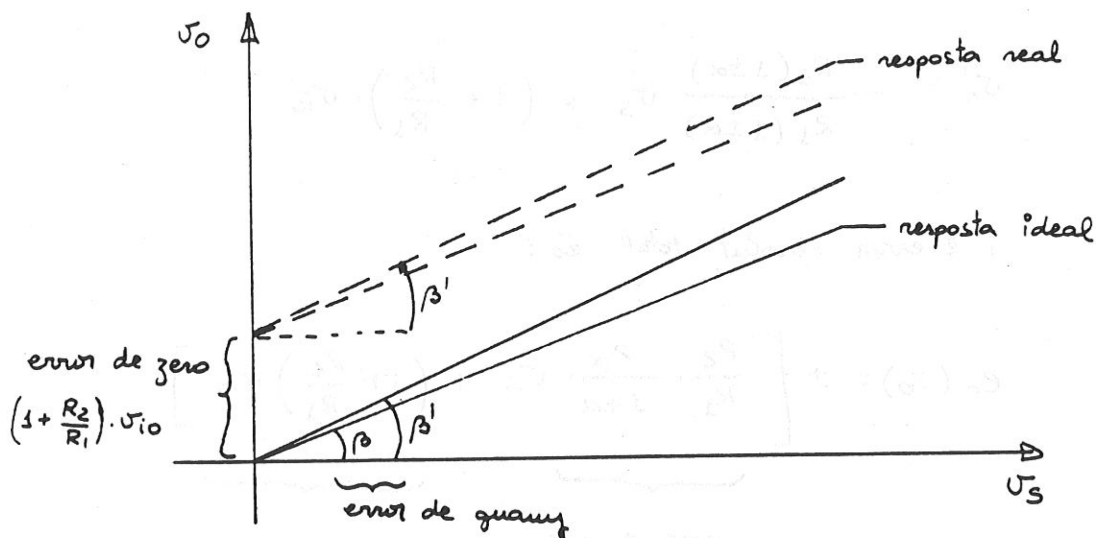
b) La tensió d'offset de l'operac. " " " de zero.

És fàcil veure que els errors multiplicatius és més còmode expressar-los com error relatiu, mentres que els errors additius com errors absoluts.

En aquest exemple podríem posar.

$$v_o' = G\left[1 + e_r(v_o')\right]v_s + e_a(v_o')$$

En la figura següent es pot observar com afecten la presència dels errors de zero i de guany a la relació entrada-sortida.



DERIVES

En qualsevol cas es possible ajustar el circuit i eliminar l'error de zero, compensant els offsets. Tanmateix, tots els components estan sotmesos a determinades condicions ambientals, i les variacions d'aquestes condicions ambientals afecten el valor de les tensions i corrents d'offset.

En definitiva, es pot anular l'error de zero degut als offsets, compensant els circuits, per unes determinades condicions ambientals.

Tanmateix, si varien aquestes condicions d'entorn: temperatura
temps
tensió d'alim.

varia l'offset i l'error de zero.

Les variacions dels offsets degudes a les variacions dels paràmetres citats anteriorment s'anomenen DERIVES.

3.1.3.2.— Errors Dinàmics

Resposta d'un sistema a un senyal d'entrada. {
- Fase transitòria (S'ha d'esperar que s'acabi).
- Fase estacionària. → error dinàmic

errors dinàmics {
- aditius → soroll d'un amplificador.
- multiplicatius
- de linealitat

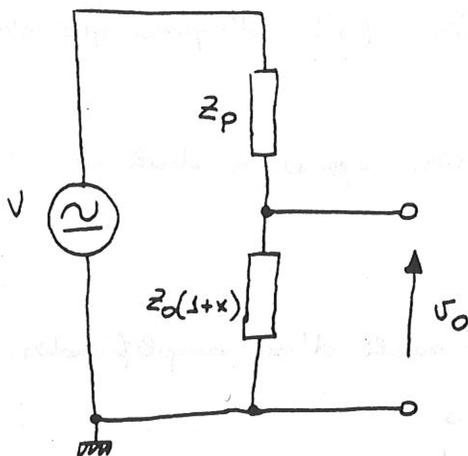
3.2.- Interfície amb els sensors analògics

Sensors analògics {
- generadors → requereix amplificació i adaptació d'impedàncies
- moduladors → requereix demodulació

Generació i amplificació de tensions } més fàcil que { Generació i amplificació de corrents

per tant, el condicionament de senyal tendeix en la direcció del tractament de tensions

3.2.1.- Divisors de tensió



Z_p = impedància de valor fix, coneguda

$Z_0(1+x)$ = impedància que varia.

$$v_0 = V \frac{Z_0(1+x)}{Z_p + Z_0(1+x)}$$

* NO es lineal

* generalment, per obtenir la màxima sensibilitat, es fa

$$Z_p = Z_0(1+x_c)$$ on x_c = valor corresponent al centre del marge de mesura

* si fem que $x \ll 1$ es pot aproximar a:

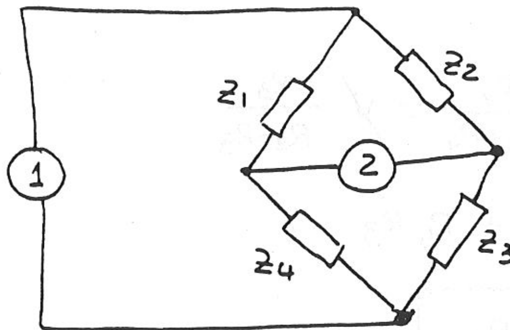
$$v_0 \simeq V \frac{Z_0(1+x)}{Z_p + Z_0}$$

que ara sí que és lineal

→ De tota manera obtenim una variació molt petita del senyal sobreposada amb una gran tensió en mode comú.

La solució d'aquest problema consisteix en obtenir un senyal diferencial, a partir de dos divisors de tensió, com veurem en el proper capítol.

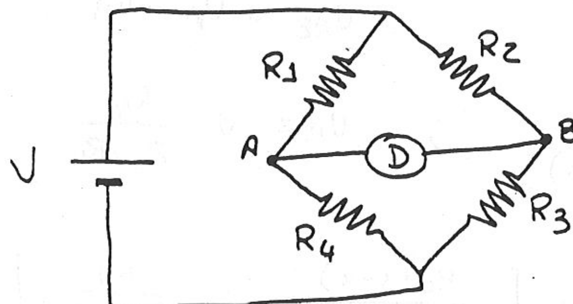
3.2.2.- Ponts d'impedàncies



Aquest circuit presenta l'estructura d'un pont d'impedàncies. Qualsevol dels circuits 1 ó 2 ha de ser un generador, i l'altra un detector.

Generalment, una o més d'una d'aquestes impedàncies és un transductor que varia de la forma $Z_0(1+x)$ i les altres són impedàncies fixes que s'escullen d'acord al tipus de transductor.

El més habitual és que el transductor sigui resistiu, i les altres impedàncies també són resistències.



En aquest circuit, si ajustem els resistors de tal manera que el detector marqui ϕ, aleshores

si detector $= \emptyset \rightarrow V_A = V_B$

$$V_A = V \frac{R_4}{R_1+R_4} \quad ; \quad V_B = V \frac{R_3}{R_2+R_3}$$

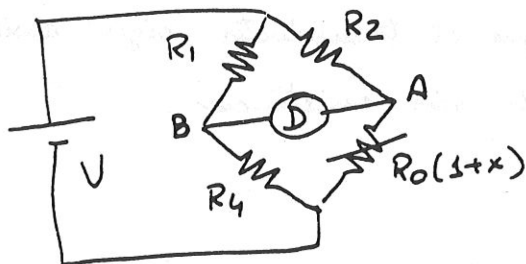
$$V_A = V_B \Rightarrow \cancel{V} \frac{R_4}{R_1+R_4} = \cancel{V} \frac{R_3}{R_2+R_3}$$

$$R_4 R_2 + \cancel{R_4 R_3} = R_1 R_3 + \cancel{R_4 R_3}$$

$$\boxed{R_1 R_3 = R_2 R_4 \qquad \frac{R_1}{R_4} = \frac{R_2}{R_3} = K}$$

només en el cas d'equilibri

Suposem que una resistència es un transductor que varia de la forma $R_3 = R_0(1+x)$ i que una altra és variable, de manera que podem equilibrar el pont.



La tensió de sortida V_{AB} és

$$V_{AB} = V_A - V_B .$$

$$V_A = V \cdot \frac{R_0(1+x)}{R_2 + R_0(1+x)} \quad ; \quad V_B = V \cdot \frac{R_4}{R_1+R_4}$$

aleshores $$V_{AB} = V \left[\frac{R_0(1+x)}{R_2+R_0(1+x)} - \frac{R_4}{R_1+R_4} \right]$$

Suposem que ajustem la resistència variable, de manera que $V_{AB} = 0$ quan $x = 0$ és a dir, quan $R_3 = R_0$.

aleshores es compleix que.

$$\frac{R_1}{R_4} = \frac{R_2}{R_0} = K$$

això succeeix si tenim el pont equilibrat quan el transductor està en repòs.

i la tensió de sortida la podem posar com

$$v_0 = V_{AB} = V \frac{Kx}{(K+1)(K+1+x)}$$

→ s'observa, que la relació entre v_0 i x <u>NO</u> és lineal. (La resposta d'un pont d'impedàncies quan el transductor està en una branca <u>no</u> és lineal).

De tota manera, si $x \ll K+1$ es pot aproximar i

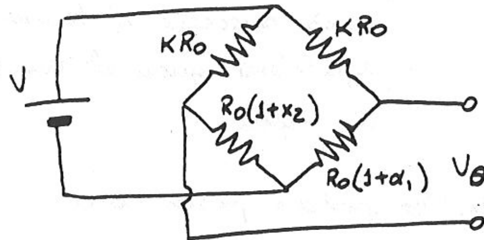
$$v_0 \cong V \frac{Kx}{(K+1)^2}$$

que sí que és lineal

<u>NOTA</u> → Si la font d'alimentació té un terminal posat a terra, la sortida es presenta en forma diferencial, i necessita un amplificador diferencial

Operacions que es poden fer amb ponts

a) Diferència entre dues magnituds



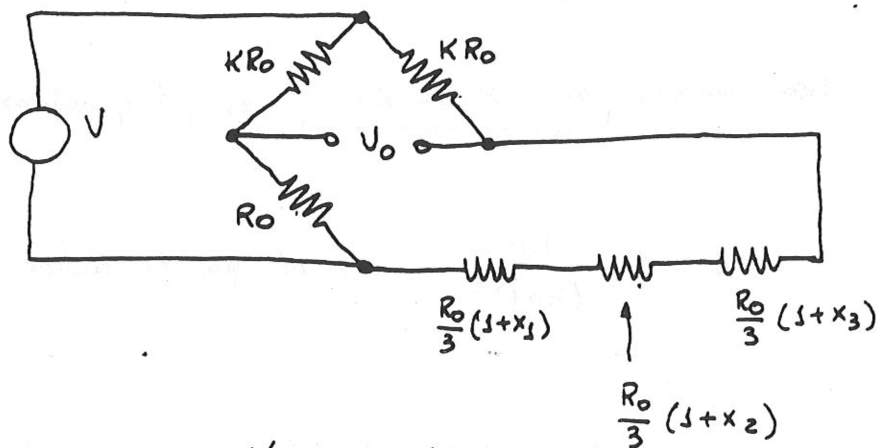
$$V_0 = V \frac{K(x_1 - x_2)}{(K+1+x_1)(K+1+x_2)}$$

on $K = \frac{R_1}{R_3} = \frac{R_2}{R_4}$

Si succeeix que $x_1, x_2 << K+1$, es pot arrodonir a

$$V_0 \simeq V \frac{K}{(K+1)^2} (x_1 - x_2)$$

b) Promitjos de mesures



$$V_0 = V \frac{\frac{K(x_1+x_2+x_3)}{3}}{\left(K+1+\frac{x_1+x_2+x_3}{3}\right)(K+1}$$

si $x_1, x_2, x_3 << K+1$, aleshores

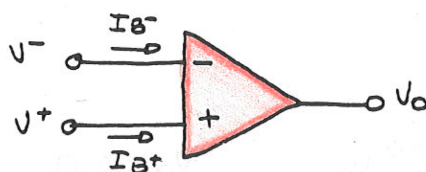
$$V_0 = V \frac{K}{3(K+1)^2} (x_1 + x_2 + x_3)$$

3.2.3.- Amplificació

El marge d'entrada habitual d'un ADC és de Ø a 5V o de Ø a 10V. Així doncs, els senyals procedents dels sensors generadors de tensió, dels potenciòmetres i dels ponts s'han d'amplificar, i de vegades s'ha de desplaçar el seu valor mínim per tal que sigui Ø.

Senyal procedent del transductor.				Entrada a l'ADC
Tensió petita.	→	AMPLIFICACIÓ	→	entre 0 i 5V (0-10V)
Offset afegit	→	RESTAR OFFSET	→	"
Unipolar	→	AMPLIF. UNIPOLAR	}	Entrada unipolar
Diferencial	→	" DIFERENCIAL	}	Entrada unipolar
Generalment BF	→	Basats en OP-AMPS		

3.2.3.1.- Desequilibris i Derives en els amplificadors operacionals



És sabut que en un OP-AMP ideal, $I_{B^-} = I_{B^+} = 0$, i que si $V^- = V^+ = 0$, aleshores $V_0 = 0$

De tal manera que si configurem un amplf. operacional com un amplf. inversor, no inversor o diferencial, la tensió de sortida serà deguda, només, a la tensió de l'entrada.

$$v_O = K v_i \qquad (\text{si és diferencial, } v_i = v^+ - v^-)$$

Aquesta simplificació no és certa i $I_B^- \neq I_B^+ \neq 0$ i si $v^- = v^+ = \emptyset$, aleshores $v_O \neq 0$.

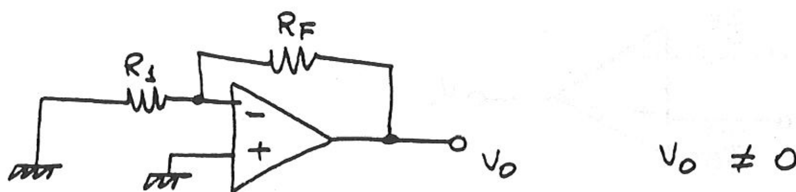
Així doncs, en la sortida d'un amplificador fabricat amb OP-AMPS hi haurà components no desitjats de tensió, anomenats errors

Per calcular la incidència que té cada paràmetre no real en la sortida, aplicarem superposició (suposem que l'amplificació és una operació lineal.).

→ La superposició vol dir que podem veure l'efecte de cada paràmetre en la sortida, considerant els demés $=\emptyset$, i al final sumar l'efecte de tots els paràmetres

a) Tensió d'offset a l'entrada, V_{io}

Si muntem un OP-AMP en qualsevol configuració d'amplificador, i fem $V^- = V^+ = \emptyset$, idealment $V_O = \emptyset$. Tanmateix això no és cert, i $V_O \neq 0$



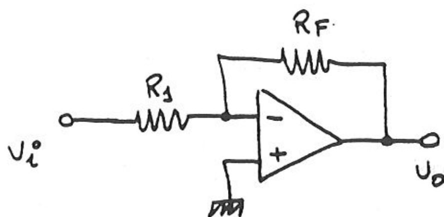
$V_O \neq 0$

això és degut als desequilibris interns de l'OP-AMP.

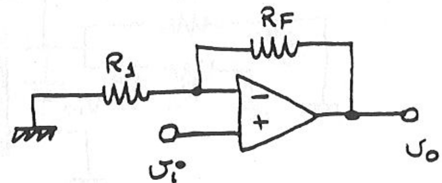
Malgrat que això no sigui cert, el circuit es comporta com si hi hagués una font fictícia entre V^- i V^+ d'un valor tal, que multiplicat pel guany de l'amplificador, oferís una tensió de sortida V_o

Aquesta tensió o font fictícia en l'entrada s'anomena "TENSIÓ D'OFFSET A L'ENTRADA" i es simbolitza per V_{io} ó V_{os}

Anem a veure l'efecte d'aquesta tensió d'offset a l'entrada en la sortida.

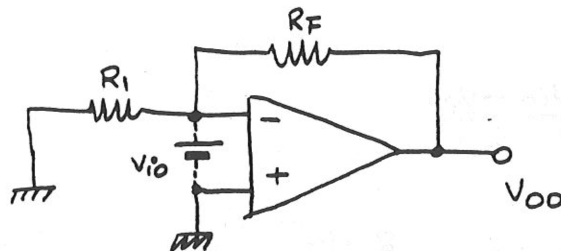


amplif. inversor



amplif. no-inversor

Per observar l'efecte, només, de V_{io}, curtcircuitem V_i a terra i pels 2 amplificadors obtenim el mateix circuit.



· analitzem el circuit pel nus ⊖

$$\frac{0 - V_{io}}{R_1} = \frac{V_{io} - V_{oo}}{R_F}$$

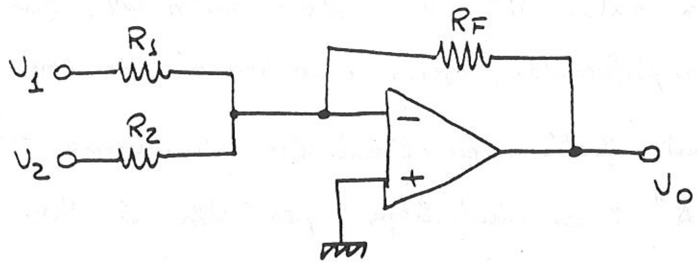
$$-R_F (V_{io}) = R_1 \cdot V_{io} - R_1 \cdot V_{oo}$$

$$R_1 \cdot V_{oo} = (R_1 + R_F) V_{io} .$$

$$\boxed{V_{oo} = \left(\frac{R_1 + R_F}{R_1}\right) V_{io}} = \boxed{\left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \cdot V_{io}}$$

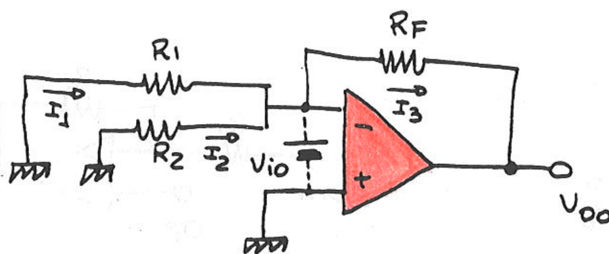
Vàlida tant per inversor com per noinversor

Considerem el següent cas especial



$$\left\{ V_o = -\left[\frac{R_F}{R_1} \cdot V_1 + \frac{R_F}{R_2} V_2 \right] \right.$$

Si fem $V_1 = V_2 = 0$



$$I_1 + I_2 = I_3$$

$$\frac{0 - V_{io}}{R_1} + \frac{0 - V_{io}}{R_2} = \frac{V_{io} - V_{oo}}{R_F}$$

$$\underbrace{\frac{-(R_1 + R_2)\, V_{io}}{R_1 \cdot R_2}} = \frac{V_{io} - V_{oo}}{R_F}$$

sabent que $R_1 // R_2 = \dfrac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$

$$-\frac{V_{io}}{R_1 // R_2} = \frac{V_{io} - V_{oo}}{R_F}$$

$$-\frac{R_F}{R_1 // R_2} V_{io} = V_{io} - V_{oo}$$

$$V_{oo} = \left(1 + \frac{R_F}{R_1 // R_2} \right) V_{io}$$

(les resistències que hi puguin haver entre el terminal ⊕ i terra, no afecten per rès, ja que no hi circula corrent.)

així doncs, aplicant superposició, ja tenim que.

$$v_o = \underbrace{G\, v_i}_{v_o\ \text{normal}} + \underbrace{\left(1 + \frac{R_F}{R_P}\right) \cdot v_{io}}_{\text{Tensió d'error}}$$

on G és el guany de l'amplif.

R_P és el paral·lel entre ⊖ i terra.

---

b) Corrents de polarització a l'entrada, I_B

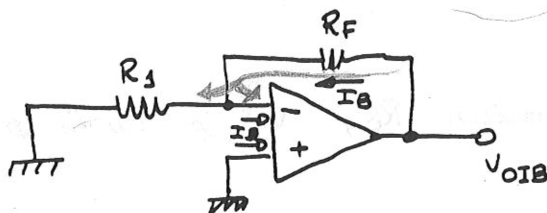
També hem suposat que $I_B^- = I_B^+ = \phi$, i això no és cert i el fabricant dels OP-AMPS dóna el valor màxim de I_B en les fulles característiques.

$$I_B = \frac{|I_B^+ + I_B^-|}{2}$$

Suposem, en la instància que $I_B^- = I_B^+ = I_B$

és a dir, que hi ha corrents de polarització no negligible i que són iguals a I_B

Per veure l'efecte d'aquests corrents, tornem a considerar el circuit anterior.



Per efecte del terra virtual, $V^- = V^+ = 0V$.

així doncs, $I_B^{(-)}$ només pot entrar per la branca de R_F.

$$I_B = \frac{V_{OIB} - 0}{R_F}$$, i finalment,

$$\boxed{V_{OIB} = R_F \cdot I_B}$$

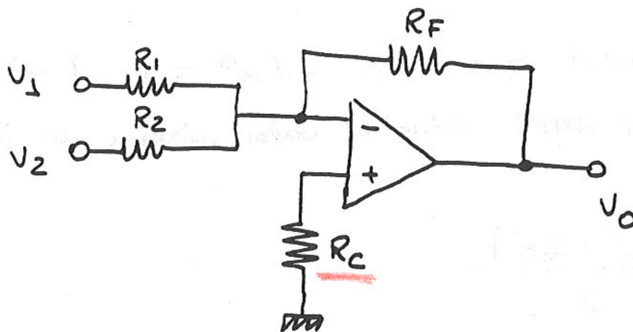
error

$v_{o\,TOTAL} = G\, V_i$ + tensió d'error per V_{io} + tensió d'error per I_B

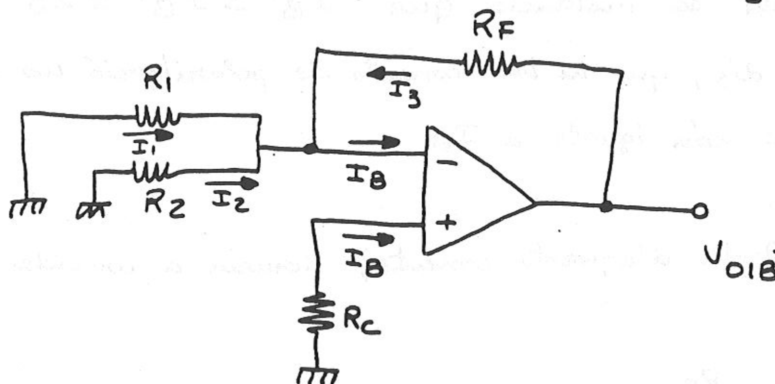
En aquest cas es veu que el nombre de branques connectades entre ⊖ i terra és indiferent, ja que per elles no passa corrent.

Tanmateix, en aquest cas hi ha una manera fàcil d'anular l'efecte d'I_B.

Considerem un circuit genèric.



i analitzem-lo.



Pel fet d'haver-hi un resistor R_C, V^+ ja no és ϕ

$$V^+ = -I_B \cdot R_C$$

analitzem el nus ⊖

$$I_1 + I_2 + I_3 = I_B$$

$$\frac{0 - V^-}{R_1} + \frac{0 - V^-}{R_2} + \frac{V_{OIB} - V^-}{R_F} = I_B = -\frac{V^+}{R_C}$$

$$-\frac{V^-}{R_1} - \frac{V^-}{R_2} - \frac{V^-}{R_F} + \frac{V_{OIB}}{R_F} = -\frac{V^+}{R_c}$$

per efecte del terra virtual, $V^- = V^+$

$$-\left(\frac{V^+}{R_1} + \frac{V^+}{R_2} + \frac{V^+}{R_F} - \frac{V^+}{R_c} \right) = -\frac{V_{OIB}}{R_F}$$

finalment,

$$V_{OIB} = R_F \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_F} - \frac{1}{R_c} \right) \cdot V^+$$

si volem que $V_{OIB} = 0$, hem de fer que el parèntesi valgui $\emptyset$

$$\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_F} - \frac{1}{R_c} = 0$$

$$R_p = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_F}}$$

$$\frac{1}{R_p} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_F} = \frac{1}{R_c}$$

i en altres paraules, $R_C = R_1 // R_2 // R_F$

→ Si fem que el paral·lel de totes les resistències entre ⊕ i terra, sigui igual al paral·lel de totes les resist. entre ⊖ i terra, aleshores $V_{OIB} = 0$

Ajustar els resistors per tal que es compleixi l'anterior s'anomena MINIMITZAR L'EFECTE DELS CORRENTS DE POLARITZACIÓ (O COMPENSAR ELS CORRENTS DE POLARITZACIÓ)

així doncs, si els corrents de polarització no estan compensats, tenim que

$$v_0 = G\, v_i + \left(1 + \frac{R_F}{R_P}\right) v_{IO} + R_F\, I_B$$

c) Corrent d'offset a l'entrada, I_{IO}

Hem vist que si compensem els corrents de polarització ajustant els resistors del circuit, no hi ha tensió d'error degut a I_B. Malgrat això hem suposat una simplificació, $I_{B^+} = I_{B^-} = I_B$

on $$I_B = \frac{|I_B^+ + I_B^-|}{2}$$

i això no és cert.

És defineix el corrent d'offset a l'entrada com la màxima diferència entre els corrents de polarització

$$I_{IO} = \pm \left| I_B^+ - I_B^- \right|$$

així doncs, malgrat que en el circuit anterior compensem l'efecte dels corrents de polarització amb la colocació del resistor R_C, sempre quedarà una petita intensitat I_{IO} que provocarà una tensió d'error a la sortida.

$$V_{OIO} = R_F \cdot I_{IO}$$

En definitiva:

* Si els corrents de polarització no estan compensats.

$$V_O = \underbrace{G\,v_i}_{\text{Ideal}} + \underbrace{\underbrace{V_{OO}}_{\text{tensió d'offset}} + \underbrace{V_{OIB}}_{\text{corrents de polarització}}}_{\text{tensió d'error}}$$

$$\boxed{V_O = G\,v_i + \left(1 + \frac{R_F}{R_P}\right)\cdot v_{io} + R_F\,I_B}$$

* Si els corrents de polarització estan compensats, s'ha de substituir I_B per I_{IO}.

$$V_O = G\,v_i + \left(1 + \frac{R_F}{R_P}\right)\cdot v_{io} + R_F\,I_{IO}$$

d) Derives de tensions i corrents d'offset.

Tanmateix, fins aquí hem suposat que tant V_{io} com I_B i I_{IO} són constants, i això no és cert: varien amb les condicions d'entorn. Sobretot varien amb

ordre de prioritat:
- 1 a) La Temperatura
- 3 b) El temps
- 2 c) La tensió d'alimentació de l'operacional.

$$V_{io}\big|_{50^\circ C} = V_{io}\big|_{50^\circ C} + \frac{\Delta V_{io}}{\Delta t}$$

D'aquestes variacions de tensions i corrents d'offset s'en diuen derives.

a) derives tèrmiques
b) " temporals
c) " degudes a la font d'alimentació.

El fabricant sol donar el valor dels offsets a una temperatura constant de 25°C, i una tensió d'alimentació determinada, i les seves derives corresponents.

Així, si el fabricant dóna els següents valors per un OP-AMP

$$v_{io} = 3\,mV \qquad \frac{\Delta v_{io}}{\Delta T} = 50\,\mu V/^\circ C$$

$$\frac{\Delta V_{io}}{\Delta t} = 10\,\mu V/mes$$

$$PSRR = 100\,\mu V/V$$

a 25 °C i $V_{cc} = \pm 15{,}00\,V$

i ens demanen quina serà la tensió d'offset màxima a l'entrada a 50°C, d'aquí a 6 mesos, si $V_{cc} = \pm 15{,}00\,V \pm 2\%$, aleshores.

$$V_{io} = \left[v_{io}\big|_{25^\circ C} + \frac{\Delta v_{io}}{\Delta T}\cdot \Delta T + \frac{\Delta v_{io}}{\Delta t}\cdot \Delta t + \frac{\Delta v_{io}}{\Delta V_{cc}}\cdot \Delta V_{cc} \right]$$

$$\Delta T\big|_{màx.} = 50^\circ C - 25^\circ C = 25^\circ C$$

$$\Delta t = 6 \text{ mesos}$$

$$\Delta V_{cc}\big|_{màxim} = 15\,V \times \frac{2}{100} \times 2 = 0{,}6\,V$$

(alimentació simètrica, +, −)

i finalment.

$$V_{io} = \left[3\,mV + 50\,\mu V/_{°C} \times 25°C + 10\,\mu V/_{mes} \times 6\text{ mesos} + 100\,\mu V/_V \times 0{,}6\,V \right]$$

$$V_{io} = 4{,}37\,mV.$$

El mateix passa amb els corrents de polarització i d'offset, només que en aquest cas, les derives temporals i degudes a la tensió d'alimentació són tan petites que el fabricant no les sol oferir.

Exemple ~~típic: Examen~~

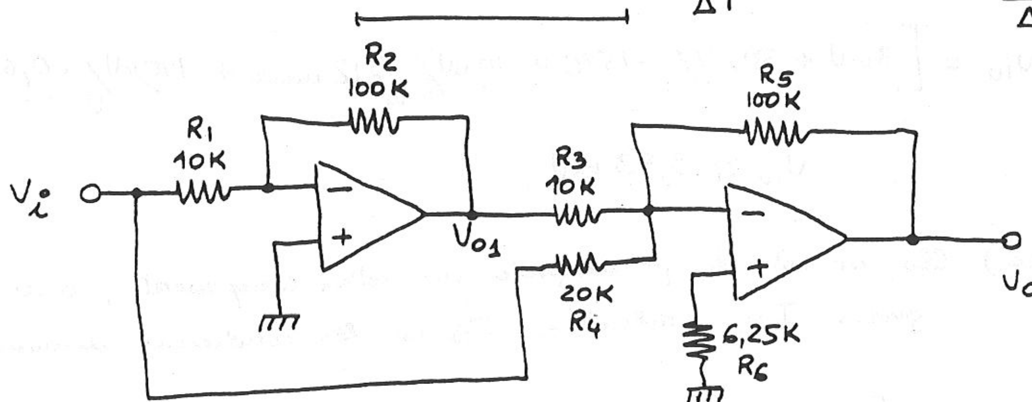
En el circuit de la figura, calculeu la tensió d'error a la sortida si $V_{cc} = \pm 15{,}00\,V \pm 2\%$, $T = 40°C$ i ho observem d'aquí 1 any.

$V_{io} = 3\,mV$, $\frac{\Delta V_{io}}{\Delta T} = 50\,\mu V/°C$, $\frac{\Delta V_{io}}{\Delta t} = 10\,\mu V/_{mes}$, $PSRR = 100\,\mu V/_V$

a $25°C$ i $V_{cc} = \pm 15{,}00\,V$.

$I_B = 100\,mA$, $I_{IO} = 50\,uA$

$\frac{\Delta I_B}{\Delta T} = 2\,uA/°C$, $\frac{\Delta I_{IO}}{\Delta T} = 1\,nA/°C$



en primer lloc calculem el circuit:

$$V_{o1} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_i = -\frac{100K}{10K} V_i = -10 V_i$$

$$V_o = -\left(\frac{R_5}{R_3} \cdot V_{o1} + \frac{R_5}{R_4} \cdot V_i\right) = -\left[\frac{100K}{10K} \cdot (-10V_i) + \frac{100K}{20K} \cdot V_i\right]$$

$$V_o = 100 V_i - 5 V_i = 95 V_i$$

a) En 1r lloc calculem la tensió d'error en la sortida del 1r OP-AMP

a1) Calculem V_{io} en les condicions demanades

$$V_{io} = \left[V_{io}\Big|_{25°C} + \frac{\Delta V_{io}}{\Delta T} \cdot \Delta T + \frac{\Delta V_{io}}{\Delta t} \cdot \Delta t + \frac{\Delta V_{io}}{\Delta V_{cc}} \cdot \Delta V_{cc}\right]$$

$$\Delta T\Big|_{màx} = 40°C - 25°C = 15°C$$

$$\Delta t\Big|_{màx} = 1 \text{ any} = 12 \text{ mesos}$$ les variacions de temps es fa $\sqrt{\ }$ $\Delta t = \sqrt{12}$

$$\Delta V_{cc}\Big|_{màx} = \frac{2}{100} \times 30V = 0{,}6 V.$$

finalment.

$$V_{io} = \left[3mV + 50\mu V/_{°C} \cdot 15°C + 10\mu V/_{mes} \times \sqrt{12 \text{ mesos}} + 100\mu V/_{V} \cdot 0{,}6V\right]$$

$$V_{io} = 3{,}93 mV. = 3'845 mV$$

a2) Els corrents de polarització no estan compensats, així utilitzarem I_B. Calculem I_B en les condicions demanades

$$I_B = \left[I_B\Big|_{25°} + \frac{\Delta I_B}{\Delta T} \cdot \Delta T\right]$$ — les demés no es fiquen perquè són molt petites

$$I_B = \left[100 nA + 2nA/_{°C} \times 15°C\right] = 130 nA$$

a3) finalment calculem ΔV_{o1} = error màxim a la sortida del 1r operacional

$$\Delta V_{o1} = \left(1 + \frac{R_F}{R_P}\right) \cdot V_{io} + R_F \cdot I_B$$

$$\Delta V_{o1} = \left(1 + \frac{100K}{10K}\right) \cdot 3{,}93\,mV + 100\,K\Omega \cdot 130\,nA$$

$$\underline{\Delta V_{o1} = 56{,}23\,mV}$$ $\Delta V_{o1} = \pm 55'3\,mV$

b) En 2n lloc calculem la tensió d'error en la sortida del 2n OPAMP, deguda només a aquest 2n OP-AMP.

b1) és exactament igual al cas a1)

$$V_{io} = 3{,}93\,mV$$

b2) comprovem si estan compensats els corrents de polarització.

$$R_3 // R_4 // R_5 = 100K // 10K // 20K = 6{,}25\,K = R_6$$

→ estan compensats, i per tant utilitzarem I_{io}

$$I_{io} = \left[I_{io}|_{25°C} + \frac{\Delta I_{io}}{\Delta T} \cdot \Delta T \right]$$

$$I_{io} = \left[50\,nA + 1\,nA/°C \cdot 15°C \right] = 65\,nA$$

b3) finalment calculem ΔV_{o2}

$$\Delta V_{o2} = \left(1 + \frac{R_F}{R_P}\right) \cdot V_{io} + R_F \cdot I_{io}$$

$$R_P = R_3 // R_4 = 10K\Omega // 20K\Omega = 6{,}67\,K\Omega$$

$$\Delta V_{o2} = 16 \cdot 3{,}93\,mV + 100\,K\Omega \cdot 65\,nA = 69{,}38\,mV.$$

$$\underline{\Delta V_{o2} = 69{,}38\,mV}$$

c) En 3r lloc calculem l'error total a la sortida.

Com que hem trobat que.

$$V_O = \frac{100K}{10K} V_{O1} + - - .$$

$$V_O = 10 V_{O1} + — —$$

això vol dir que l'error ΔV_{O1} es troba en la sortida multiplicat per 10.

$$\Delta V_o = 10 \cdot \Delta V_{O1} + \Delta V_{O2} = 10 \cdot 56,23 mV + 69,38 mV$$

$$\boxed{\Delta V_o = \pm 631,68 mV}$$

---

e) Compensació de la tensió d'offset. i corrents de polarització

Donat que la tensió d'offset és present en tots els OP-AMPS es fa necessari tenir alguna manera per compensar-la o eliminar-la.

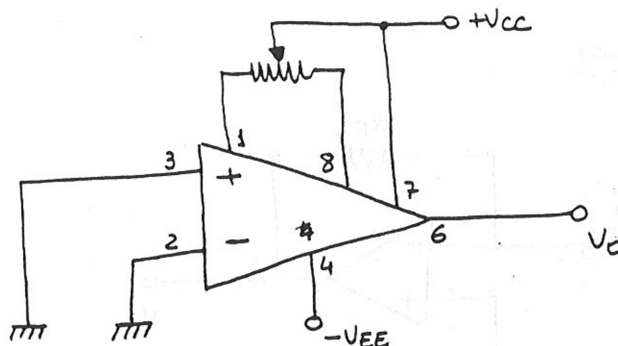
Compensació de la tensió d'offset.
- a) Potenciòmetre extern connectat a 2 pins previstos pel fabricant.
- b) Xarxa de compensació externa al OP-AMP.

a) Potenciòmetre extern

Molts OP-AMPs disposen de dos pins de compensació que es connecten a través d'un potenciòmetre. El cursor d'aquest potenciòmetre es connecta a $+V_{CC}$ ó $-V_{EE}$.

El fabricant aconsella el valor del potenciòmetre i a quina tensió s'ha de connectar el cursor.

Exemple : amplificador operacional OP-Ø7.



La tensió d'offset es compensa ajustant el potenciòmetre fins que $V_o = \emptyset V$ quan $V^- = V^+ = 0V$.

<u>NOTA</u> → Quan ajustem l'offset en unes condicions d'entorn (Temperatura, temps, Vcc) determinades, el que fem és anular totes les tensions d'error a la sortida de l'operacional, de manera que en aquestes condicions d'entorn sempre tindrem $\Delta V_o = \emptyset$. (desapareixen tots els errors corresponents a V_{io}, I_B, I_{io} ....).

A partir d'aquest moment només tindran efecte les derives (si és que n'hi ha) que s'apartin de les condicions en les quals s'ha compensat l'offset.

En el cas que l'operacional es degradi o s'hagi de canviar, s'ha de tornar a compensar l'offset.

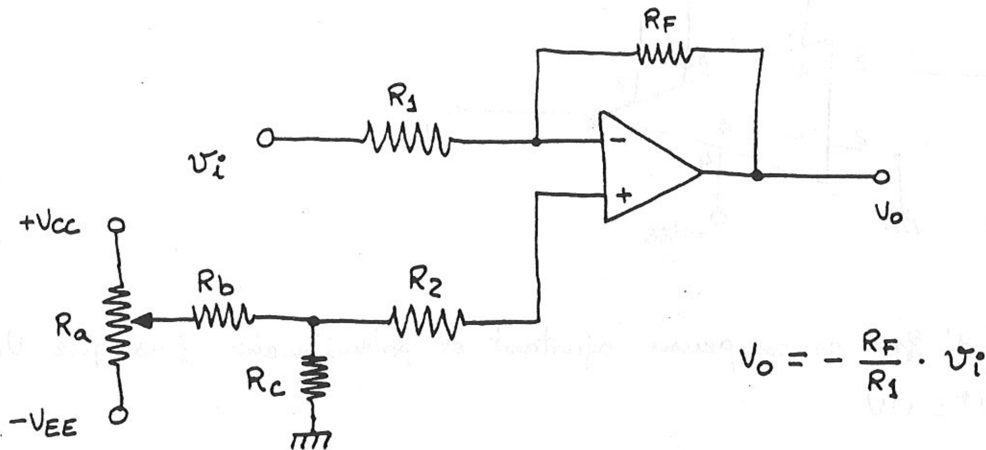
b) Xarxa de compensació externa

Ja que la tensió d'offset es comporta com una font no desitjada connectada a l'entrada de l'OP-AMP, es tracta de dissenyar una xarxa que introdueixi una tensió igual però de sentit oposat a V_{io}, de manera que anul·li els seus efectes.

Al mateix temps dissenyarem la xarxa de compensació de tal manera que compensi els corrents de polarització, i així si hi han derives, sempre seran més petites.

Segons que l'OP-AMP estigui configurat com inversor, no inversor o diferencial, la xarxa serà diferent :

b1) Amplificador inversor

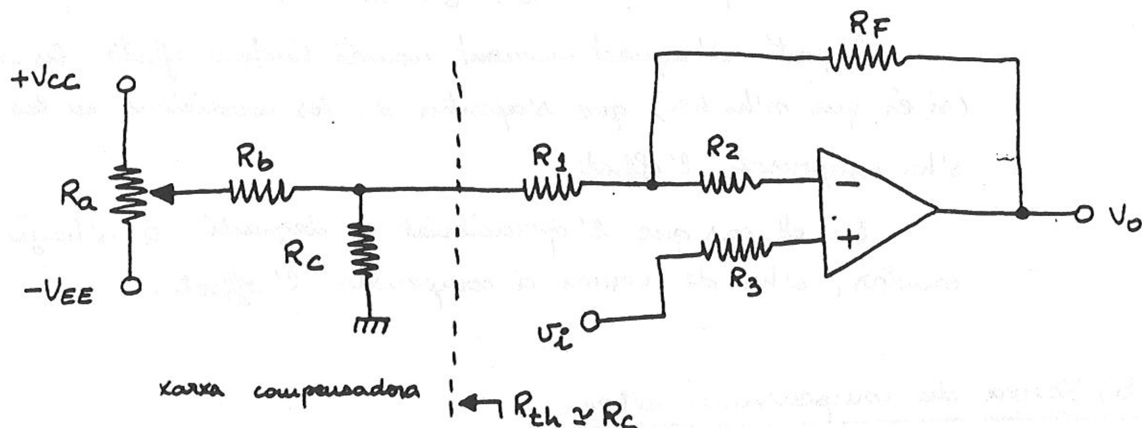


$$V_o = -\frac{R_F}{R_1} \cdot v_i$$

Per compensar els corrents de polarització fem:

$$(R_2 + R_c) = R_F \,//\, R_1$$

b2) Amplificador no-inversor

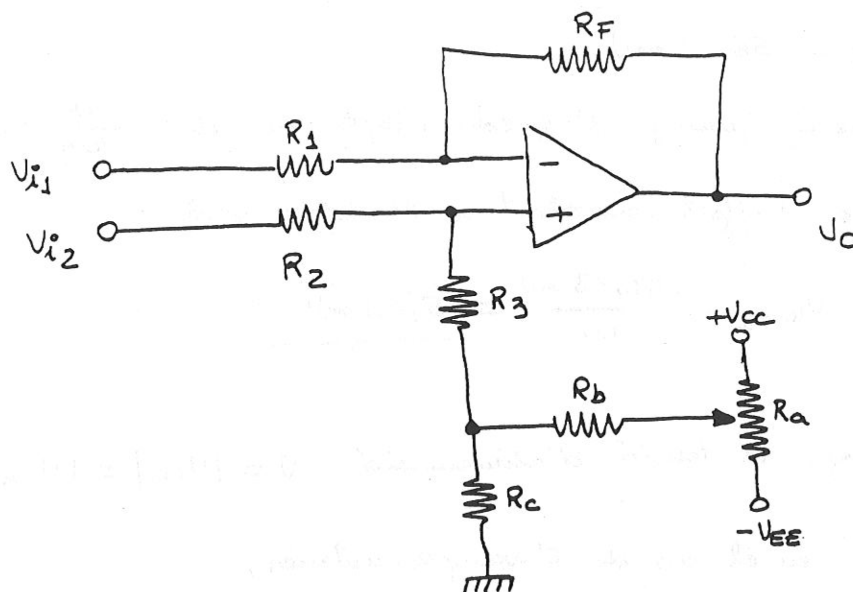


Si fem $R_b > R_a > R_c$, aleshores $\longrightarrow V_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1 + R_c}\right) v_i$

* R_3 és la resistència de la font, i no la podem eliminar. aleshores per compensar els corrents de polarització introduïm R_2, de manera que

$$R_3 = R_2 + (R_1 \,//\, R_F)$$

b3) amplificador diferencial



Si fem que $R_1 = R_2$

$R_F = R_3 \gg R_c$, aleshores

$$V_o = \frac{R_F}{R_1} \left(V_{i_2} - V_{i_1} \right)$$

Per compensar el corrents de polarització hem de fer $R_1 // R_F = R_2 // (R_3 + R_c)$

Per dissenyar la xarxa de compensació hem de saber, en 1r lloc, quina és la màxima tensió d'offset a l'entrada, i les tensions d'alimentació.

Com que hi han components d'error en la sortida deguts als corrents d'offset o de polarització, el millor és:

* a) trobar la tensió d'error màxima en la sortida.
* b) dividir aquesta tensió d'error màxima pel guany del circuit, obtenint així la tensió d'offset equivalent màxima a l'entrada.

Exemple → en l'exemple anterior havíem trobat que

$\Delta V_{o1} = 56,23\ mV$

com que el guany d'aquesta etapa és $G = \frac{100K}{10K} = 10$

la tensió d'offset equivalent a l'entrada serà

$$V_{io\ eq} = \frac{56,23\ mV}{10} = \underline{5,63\ mV}$$

* c) Busquem la tensió d'alimentació $V = |V_{CC}| = |V_{EE}|$

en el cas de l'exemple anterior,

$$V = |V_{cc}| = \underline{15V}$$

* d) Trobem la relació entre R_b i R_c a partir de

$$V_{io\ eq} = \frac{R_c \cdot V}{R_b} \rightarrow (R_c \ll R_b)$$

$$5,63\ mV = \frac{R_c \cdot 15V}{R_b} \quad ; \quad R_b = \frac{15V}{5,63\ mV} \cdot R_c$$

$$R_b = 2.665\ R_c$$

* e) assignem a R_c un valor prou petit, i trobem R_b

Suposem $R_c = 10\Omega$, aleshores

$$R_b = 2.665 \cdot 10\Omega = 26.665\Omega \simeq \underline{27K\Omega}$$

* f) Fem $R_b \geq 2,5\ R_a$.

$$R_a = \frac{27K\Omega}{2,5} = 10.800\Omega \simeq \underline{10K\Omega}$$

I així, finalment, obtindríem

R_a = potenciòmetre 10KΩ
R_b = 27 KΩ
R_c = 10 Ω

i el marge de variació del potenciòmetre seria suficient per ajustar o compensar el màxim offset possible.

Exemple

En l'exemple anterior hem compensat o ajustat l'offset, de manera que amb les corresponents entrades a terra, $V_{o1} = \phi$ i $V_o = \phi$, quan la Temp. dels operacionals era de +30°C. Trobeu la màxima tensió d'error en la sortida d'aquí a 6 mesos, sabent que la temperatura dels operacionals pot oscil·lar entre +20°C i +55°C. (Nota, les tensions d'alimentació continuen essent ±15V, ±2%).

Si s'ha ajustat l'offset vol dir que a

$$\left.\begin{array}{l} T = 30°C \\ t = \text{ara} \\ V_{cc} = \pm 15 \pm 2\% \end{array}\right\} \quad \Delta V_{o1} = \Delta V_{o2} = \Delta V_o = 0\,V$$

a partir d'aquest moment només hem de tenir en compte les possibles derives dels offsets.

màxima deriva tèrmica. $\Delta T|_{màx} = |55°C - 30°C| = 25°C$

$|20°C - 30°C| = 10°C$ (és més petita)

màxima deriva temporal → $\Delta t|_{màx} = 6$ mesos

màxima deriva de la tensió d'alimentació →

com que no ens diuen la tensió d'alimentació exacte que teniem quan hem ajustat la tensió d'offset, podem suposar que estàvem en el cas pitjor, per exemple.,

$$V_{EE} = -15V + 2\% = -15,3V$$
$$V_{CC} = +15V + 2\% = +15,3V$$

amb la qual cosa, la tensió d'alimentació total és

$$V_{alim} = 15,3 + 15,3 = 30,6V.$$

el cas pitjor en el moment de la mesura es donarà quan.

$$V_{EE} = -15V - 2\% = -14,7V$$
$$V_{CC} = +15V - 2\% = +14,7V$$

i $V_{alim} = 14,7 + 14,7 = 29,4V$

per tant, la màxima deriva en la tensió d'alim. serà.

$$\Delta V_{CC}\big|_{màx} = 30,6 - 29,4 = 1,2V. \rightarrow \underbrace{\left(\pm\frac{2}{100} \times \pm 15V\right)}_{\frac{4}{100} \times 30V = 1,2V} = 1,2V$$

a) Calculem V_{io} 1r Operac.

$$V_{io} = \left[\underbrace{V_{io}\big|_{30°C}}_{= \phi} + \frac{\Delta V_{io}}{\Delta T} \cdot \Delta T + \frac{\Delta V_{io}}{\Delta t} \cdot \Delta t + \frac{\Delta V_{io}}{\Delta V_{cc}} \cdot \Delta V_{cc}\right]$$

$$V_{io} = \left[50\mu V/°C \cdot 25°C + 10\mu V/mes \cdot 6\ mesos + 100\mu V/V \cdot 1,2V\right]$$

$$V_{io} = 1,43\ mV.$$

b) calculem I_B

$$I_B = \left[\cancel{I_B/_{30°C}} + \frac{\Delta I_B}{\Delta T} \cdot \Delta T \right]$$

($I_B/_{30°C} = \phi$)

$$I_B = 2\,nA/_{°C} \times 25°C = 50\,nA$$

c) Finalment, calculem ΔV_{o1}

$$\Delta V_{o1} = 11 \cdot 1{,}43\,mV + 100.000 \cdot 50\,nA$$

$$\underline{\Delta V_{o1} = 20{,}73\,mV}$$

d) calculem V_{io} del 2n operac.

és igual que el del 1r., $V_{io} = 1{,}43\,mV$

e) calculem I_{IO}

$$I_{IO} = \left[\cancel{I_{IO}/_{30°C}} + \frac{\Delta I_{io}}{\Delta T} \cdot \Delta T \right]$$

($I_{IO}/_{30°C} = 0$)

$$I_{IO} = 1\,nA/_{°C} \times 25°C = 25\,nA$$

f) Calculem ΔV_{o2} del 2n operac.

$$\Delta V_{o2} = 16 \cdot 1{,}43\,mV + 100.000 \times 25\,nA$$

$$\underline{\Delta V_{o2} = 25{,}38\,mV}$$

finalment trobem ΔV_o

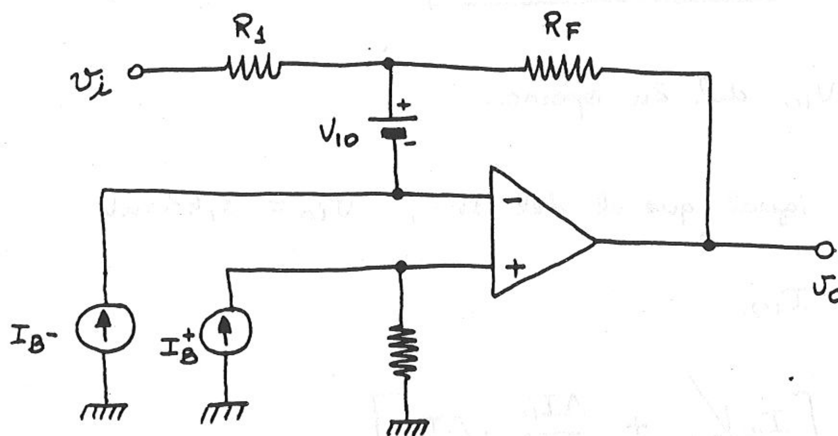
$$\Delta V_o = 10\,\Delta V_{o1} + \Delta V_{o2}$$

$$\Delta V_o = 10 \cdot 20{,}73\,mV + 25{,}38\,mV = 232{,}68\,mV$$

$$\Delta V_o = \pm\, 233\,mV$$

f) RESUM DELS DESEQUILIBRIS EN ELS OP-AMPS

Modelació de l'amplificador inversor real



Segons l'etapa diferencial d'entrada, tenim que

A.O. bipolars → menor tensió de desequilibri
menors derives.

A.O. FET → menors corrents de polarització
menors desequilibris

Paràmetre	Unitat	μA 741 C	TL 071 C	AD OP-07
V_{IO} màx a 25°C	mV	6	10	0,075
I_B màx "	nA	500	0,2	4
I_{IO} màx "	nA	200	0,05	3,8
$\Delta V_{IO}/\Delta T$	μV/°C	15	10	1,3
$\Delta I_B/\Delta T$	pA/°C	—	x2 cada 10°C	35
$\Delta I_{IO}/\Delta T$	pA/°C	500	"	35
		bipolar	FET	bipolar de precisió

En tots els circuits hem de tenir en compte que:

1) L'ajust dels offsets s'ha de fer quan el circuit hagi arribat a la seva temperatura de treball.

2) S'han d'evitar els gradients tèrmics en els components actius

3) S'han d'utilitzar components passius amb un baix CTR.

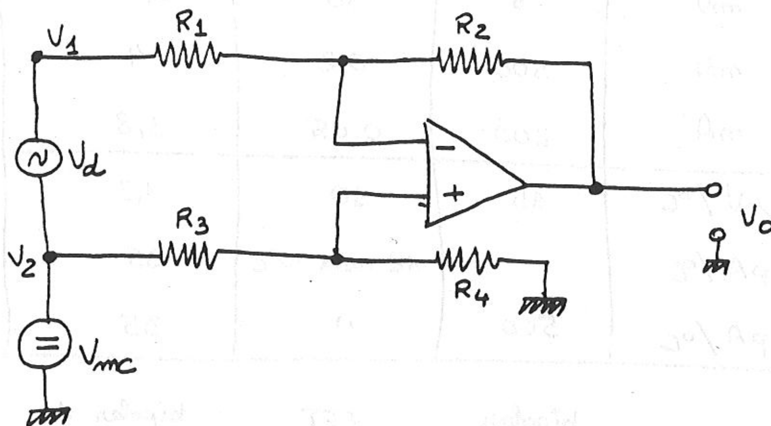
4) Les fonts d'alimentació han de tenir molt bona regulació ja que les seves fluctuacions repercuteixen en la sortida.

NOTA → Tot el què hem fet fins ara és considerar el màxim error en la sortida (errors màxims i amb el mateix signe). En realitat això no passa, i podem calcular l'error més probable en la sortida com

$$\Delta v_O = \sqrt{\sum errors^2}$$

3.2.3.2.- Amplificadors diferencials: CMRR

En una gran quantitat de senyals interessa eliminar la tensió present en mode comú. Per això s'utilitza l'amplificador diferencial.



en aquest circuit $$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) \cdot V_2 - \frac{R_2}{R_1} \cdot V_1$$

Si definim la tensió diferencial d'entrada, V_d com

$$V_d = V_2 - V_1$$

i la tensió en mode comú V_{mc} com

$$V_{mc} = \frac{V_2 + V_1}{2}$$

i substituim aquests valors en l'equació original, obtenim

$$V_o = G_{mc} \cdot V_{mc} + G_d \cdot V_d$$

$$G_{mc} = \left.\frac{V_o}{V_{mc}}\right|_{V_d = \phi} = \frac{R_4 R_1 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)}$$

$$G_d = \left.\frac{V_o}{V_d}\right|_{V_{mc} = \phi} = \frac{1}{2}\left[\frac{R_2}{R_1} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right)\right]$$

Com que ens interessa que la tensió en mode comú sigui ϕ hem de fer $G_{mc} = 0$, és a dir:

$$\frac{R_4 \cdot R_1 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)} = 0$$ i això passarà quan

$$R_1 \cdot R_4 = R_2 \cdot R_3 \quad ; \quad \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} = K$$

aleshores es complirà que $V_o = K \cdot V_d$

De totes maneres això és difícil que succeeixi, ja que les resistències no estaran exactament aparellades.

a partir de: $V_o = G_{mc} \cdot V_{mc} + G_d \cdot V_d$

$$G_{mc} = \frac{V_o}{V_{mc}} \bigg|_{V_d = 0}$$

$$G_d = \frac{V_o}{V_d} \bigg|_{V_{mc} = 0}$$

podem posar

$$V_o = G_d \left(V_d + \frac{V_{mc}}{G_d / G_{mc}} \right)$$

Si aconseguim fer $G_d / G_{mc} = \infty$, aleshores tindrem

$$V_o = V_d \cdot G_d .$$

La relació $\frac{G_d}{G_{mc}}$ es defineix com la relació de refús en mode comú

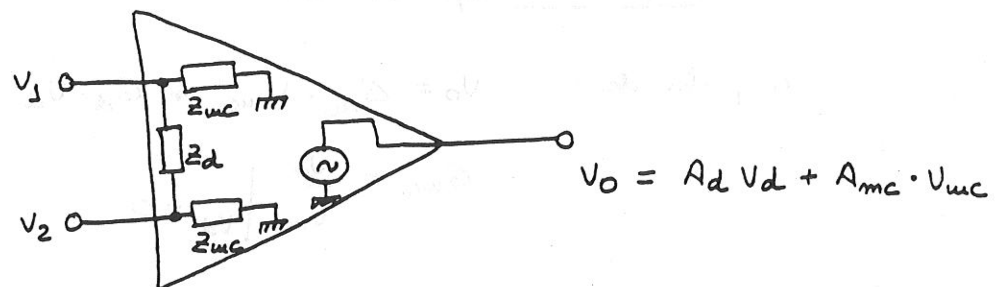
$$CMRR = \frac{G_d}{G_{mc}}$$, i generalment s'expressa en decibel

$$CMRR = 20 \log \frac{G_d}{G_{mc}} \quad (dB)$$

a partir de la definició anterior, en el circuit diferencial queda

$$CMRR = \frac{G_d}{G_{mc}} = \frac{1}{2} \frac{R_1 R_4 + R_2 R_3 + 2 R_2 R_4}{R_1 R_4 - R_2 R_3}$$

Si considerem que l'OP-AMP no és ideal, aleshores s'ha de substituir pel seu circuit equivalent:



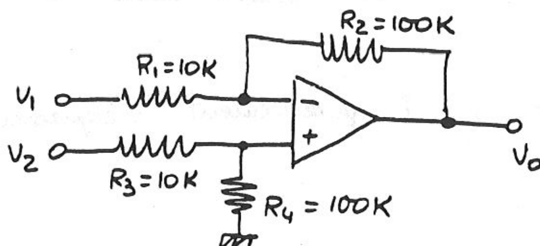
i s'ha de tenir en compte el CMRR propi de l'OP-AMP i el CMRR degut al desaparellament dels resistors exteriors.

Una vegada resolt el circuit, i simplificat, obtenim:

$$\frac{1}{CMRR_{total}} = \frac{1}{CMRR_{Resistors}} + \frac{1}{CMRR_{operacional}}$$

Exemple

Suposem l'amplificador diferencial on totes les resistències són ideals i R_4 té una tolerància màxima del 0,1 %. Si l'operacional té un CMRR = 80 dB, calculem el CMRR total del circuit



Si R_4 té una toleràncìa màxima del 0,1%, es seu valor màxim serà $R_4|_{màx} = 100K(1+0,001) = 100,1\,K\Omega$

El CMRR degut als resistors serà.

$$CMRR_R = \frac{10K \cdot 100,1K + 100K \cdot 10K + 2 \cdot 100K \cdot 100,1K}{10K \cdot 100,1K - 100K \cdot 10K} \cdot \frac{1}{2}$$

$$CMRR_R = 11.010,5 = 80,84\,dB$$

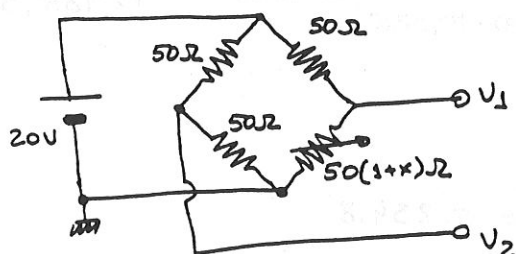
i finalment, $CMRR_{op} = 80\,dB \rightarrow CMRR = 10^{\frac{80dB}{20}} = 10.000$

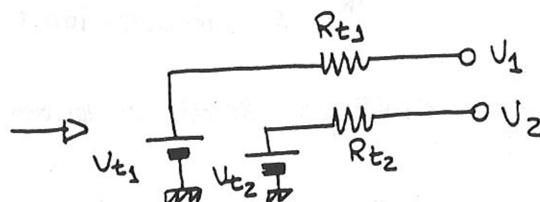
$$\frac{1}{CMRR_{Total}} = \frac{1}{11.010,5} + \frac{1}{10.000}$$

$$CMRR = 5.240,5 = 74,4\,dB$$

Exemple

Si utilitzem l'amplificador diferencial de l'exemple anterior per amplificar la sortida d'un pont de wheatstone, trobem la tensió d'error en la sortida deguda al CMRR amb el pont equilibrat.





En 1r lloc trobem l'eq. thévenin respecte les dues entrades V_1 i V_2

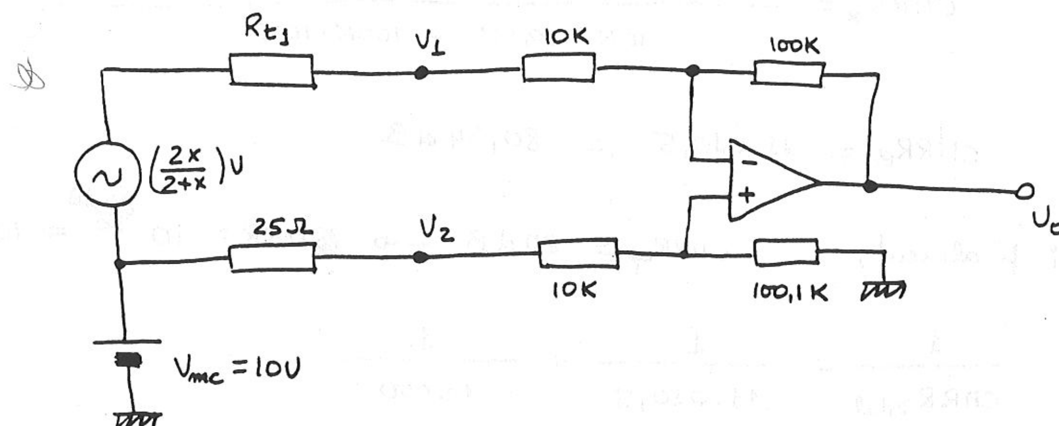
$$R_{t1} = \frac{50 \cdot 50(1+x)}{50 + 50(1+x)}\ \Omega \qquad R_{t2} = 50 \,//\, 50 = 25\,\Omega$$

$$V_{t1} = 20\frac{50(1+x)}{50+50(1+x)}\ V \qquad V_{t2} = 20V \cdot \frac{50}{50+50} = 10V.$$

És veu clarament que en el moment de l'equilibri, $(x=0)$

$$V_{t_1} = V_{t_2} = 10V \quad i \quad R_{t_1} = R_{t_2} = 25\Omega.$$

aleshores la tensió en mode comú és $V_{mc} = 10V$



calculem l'error en la sortida en el moment d'equilibri, $x=0$

$$CMRR_R = \frac{1}{2}\,\frac{R_1 R_4 + R_2 R_3 + 2R_2 R_4}{R_1 R_4 - R_2 R_3}$$

$$R_1 = 10{,}025\,K\Omega \quad ; \quad R_2 = 100\,K\Omega$$

$$R_3 = 10{,}025\,K\Omega \quad ; \quad R_4 = 100{,}1\,K\Omega$$

$$CMRR_R = \frac{1}{2}\,\frac{10{,}025\cdot 100{,}1 + 100\cdot 10{,}025 + 2\cdot 100\cdot 100{,}1}{10{,}025\cdot 100{,}1 - 100\cdot 10{,}025} = 10.985{,}5$$

$$CMRR_{op} = 80dB = 10.000.$$

$$CMRR_{Total} = 10.000 \,//\, 10.985{,}5 = 5.234{,}8$$

finalment.

$$V_o = G_d\left(V_d + \frac{V_{mc}}{CMRR}\right)$$

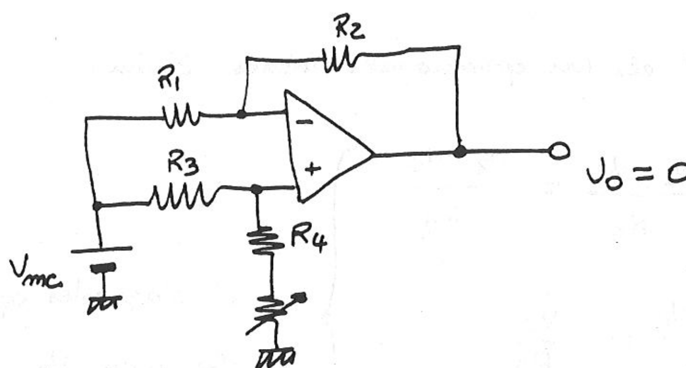
i l'error en la sortida serà $V_{o\,err} = G_d \cdot \dfrac{V_{mc}}{CMRR}$

$$V_{o\,error} = \frac{100\,K}{10{,}025\,K} \cdot \frac{10\,V}{5.234{,}8} = \underline{\underline{19\,mV}}$$

(Si tots els resistors tenen un error de l'1%, en el cas pitjor succeeix que $CMRR_R = 48{,}8\,dB$, $CMRR_T = 30\,dB$, i $V_{o\,error} = 3$ Volts.

AJUST DEL CMRR

La millor manera és escollir resistors perfectament adaptats, i la segona solució consisteix en disposar un resistor ajustable de valor petit en sèrie amb R_4, i ajustar-lo de manera que.



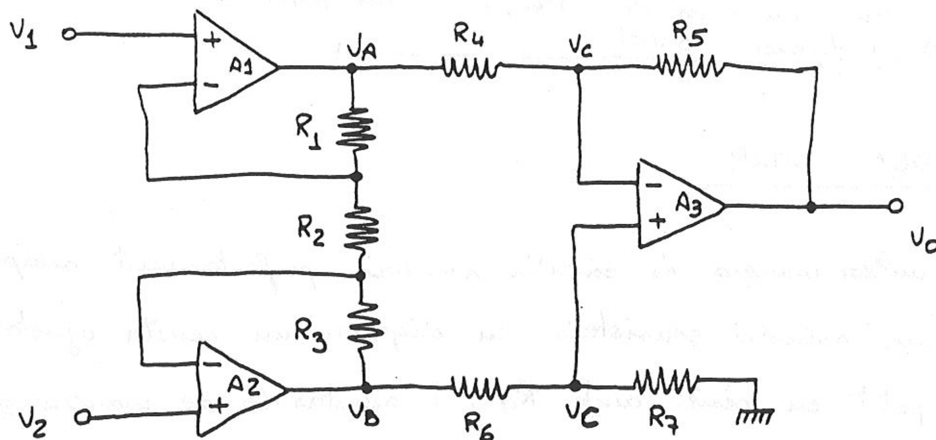
3.2.3.3.- Amplificadors d'instrumentació

En els exemples anteriors s'ha vist com el CMRR es degrada amb el desaparellament dels resistors, i provoca una tensió d'error a la sortida prou elevada.

Els amplificadors diferencials, que, entre altres característiques, presenten una alta impedància en mode comú i en mode diferencial, s'anomenen AMPLIFICADORS D'INSTRUMENTACIÓ.

A.I { Circuits híbrids
" monolítics

A.I amb tres operacionals



Considerant els tres operacionals ideals tenim:

$$\frac{V_A - V_1}{R_1} = \frac{V_1 - V_2}{R_2} = \frac{V_2 - V_B}{R_3}$$

$$\frac{V_B - V_C}{R_6} = \frac{V_C}{R_7}$$

$$\frac{V_A - V_C}{R_4} = \frac{V_C - V_O}{R_5}$$

Si d'aquestes equacions eliminem V_A, V_B i V_C, obtenim:

$$V_O = -V_1\left(\frac{R_3}{R_2}\cdot\frac{R_7}{R_7+R_6}\cdot\frac{R_4+R_5}{R_4} + \frac{R_1+R_2}{R_2}\cdot\frac{R_5}{R_4}\right) + V_2\left(\frac{R_7}{R_2}\cdot\frac{R_2+R_3}{R_7+R_6}\cdot\frac{R_4+R_5}{R_4} + \frac{R_1}{R_2}\cdot\frac{R_5}{R_4}\right)$$

com que és un amplificador diferencial, també podem fer.

$$V_d = V_2 - V_1$$

$$V_{mc} = \frac{V_1 + V_2}{2}$$

Substituint aquests valors en l'equació anterior, i reordenant, obtenim:

$$V_o = -V_d \left[\frac{1 + R_5/R_4}{1 + R_6/R_7} \left(\frac{R_3}{R_2} + \frac{1}{2} \right) + \frac{R_5}{R_4} \left(\frac{1}{2} + \frac{R_1}{R_2} \right) \right] + V_{mc} \left[\frac{1 - R_6 R_5 / R_7 R_4}{1 + R_6/R_7} \right]$$

Simplificacions :

a) No interessa amplificar senyal en mode comú V_{mc}, aleshores

$$\frac{1 - \frac{R_6 R_5}{R_7 R_4}}{1 + \frac{R_6}{R_7}} = 0$$

, i això succeeix quan.

$$\frac{R_5}{R_4} = \frac{R_7}{R_6} = K.$$

b) Interessa variar el guany modificant un sol resistor

Si fem $\frac{2R_1}{R_2} = \frac{2R_3}{R_2} = G$ (generalment es fa $R_1 = R_3$)

aleshores la funció queda:

$$V_o = \underbrace{-\left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right)\left(\frac{R_5}{R_4}\right)}_{G_d} V_d$$

i aleshores CMRR = ∞

i es pot variar el guany modificant tant sols R_2.

també ho podem escriure com $G_d = K(1 + G)$

Si trobem ara les tensions en A i B, obtenim

$$V_A = -\frac{Vd}{2}(1+G) + \underline{V_{mc}}$$

$$V_B = +\frac{Vd}{2}(1+G) + \underline{V_{mc}}$$

* S'observa que el senyal en mode comú (V_{mc}) no s'amplifica en la 1a etapa, i passa a la 2a amb guany unitari.

Relació de Rebuig en Mode Comú en un A.I.

En la pràctica no s'aconsegueix l'aparellament dels 4 resistors del 3r OP-AMP, i d'aquí surt un component del CMRR. Els 3 altres components són el valor del CMRR de cada operacional.

$$\frac{1}{CMRR_{Total}} = -\frac{1}{CMRR_{01}} + \frac{1}{CMRR_{02}} + \frac{1}{(G+1)} \cdot \left(\frac{1}{CMRR_{03}} + \frac{1}{CMRR_R} \right)$$

on $CMRR_{0i}$ = CMRR de cada operacional.

$$CMRR_R = \frac{1}{2} \; \frac{R_4 R_7 + R_5 R_6 + 2 R_5 R_7}{R_4 R_7 - R_5 R_6}$$

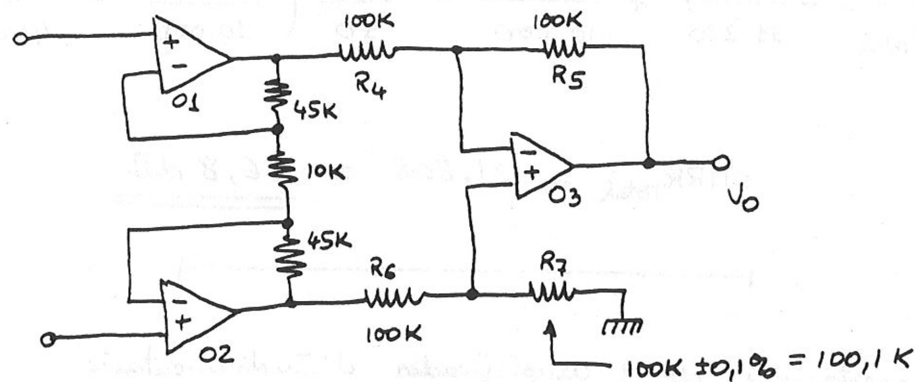
$$G = \frac{2R_3}{R_2}$$

D'aquesta equació es dedueix que és millor utilitzar un A.O. doble en la 1a etapa, ja que així el CMRR dels 2 primers operacional és molt semblant i augmenta el $CMRR_{Total}$.

Exemple

L'amplificador de la figura es comporta com un amplif. diferencial semblant al dels exemples anteriors, amb un guany = 10.

Si considerem el CMRR mínim dels 3 OP-AMPS = 80 dB, i la màxima diferència entre $CMRR_{O1}$ i $CMRR_{O2}$ igual a 1 dB, (a l'estar fabricats en un mateix circuit monolític), calculem el CMRR total.



El guany del circuit és

$$G_d = \left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right)\left(\frac{R_5}{R_4}\right) = \left(1 + \frac{2 \cdot 45}{10}\right)\left(\frac{100}{100}\right) = \underline{\underline{10}}$$

Calculem el CMRR dels resistors

$$CMRR_R = \frac{100 \cdot 100{,}1 + 100 \cdot 100 + 2 \cdot 100 \cdot 100{,}1}{100 \cdot 100{,}1 - 100 \cdot 100} = 4003$$

Si el fabricant dóna el valor mínim pels 3 op. de CMRR = 80d i una diferència màxima entre OP1 i OP2 = 1dB, el cas pitjor seri

$$CMRR_{O1} = 10^{81/20} = 11.220$$

$$CMRR_{O2} = 10^{80/20} = 10.000$$

$$CMRR_{O3} = 10^{80/20} = 10.000$$

$$G = \frac{2R_1}{R_2} = \frac{2 \cdot 45}{10} = 9.$$

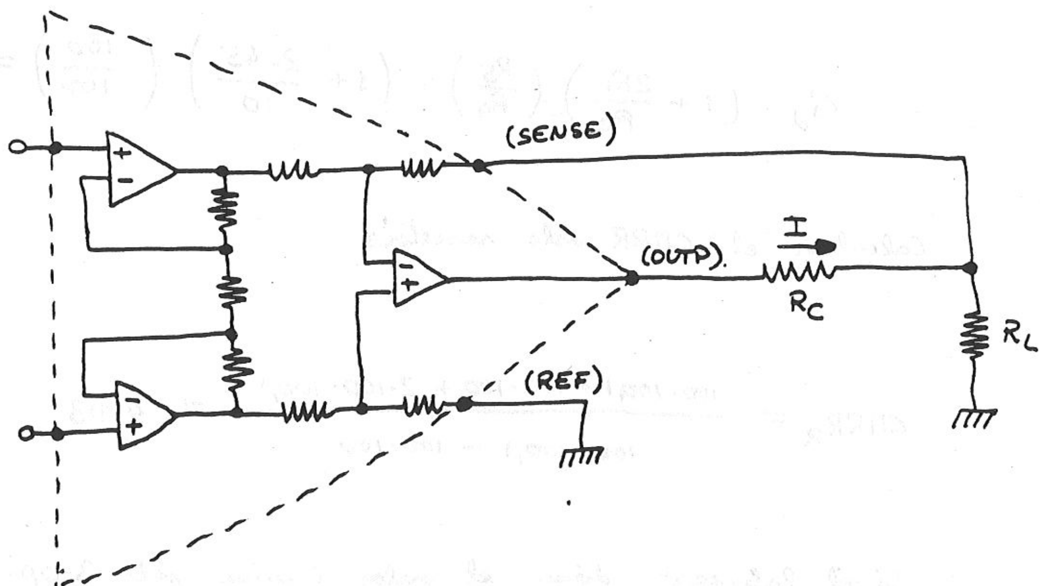
i finalment, $$\frac{1}{CMRR_{Total}} = -\frac{1}{CMRR_{O1}} + \frac{1}{CMRR_{O2}} + \frac{1}{G+1}\left(\frac{1}{CMRR_{O3}} + \frac{1}{CMRR_R}\right)$$

$$\frac{1}{CMRR_{Total}} = -\frac{1}{11.220} + \frac{1}{10.000} + \frac{1}{10}\left(\frac{1}{10.000} + \frac{1}{4003}\right)$$

$$CMRR_{Total} = 21.808 = \underline{\underline{86,8\ dB}}$$

Altres prestacions de l'amplificador d'Instrumentació

a) Correcció de les caigudes de tensió en els cables de potència

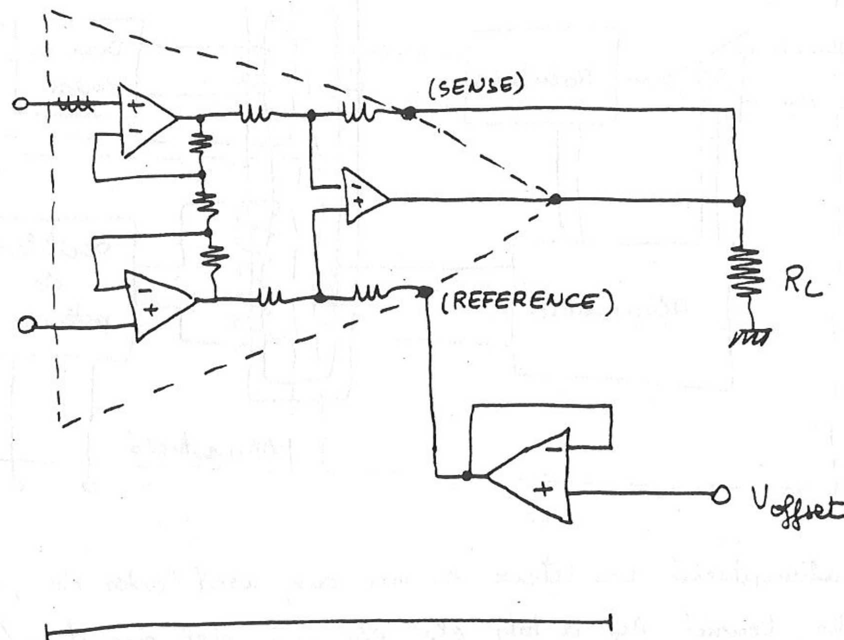


Si l'A.I està manejant potències elevades amb un cable de connexió llarg, la resistència d'aquest cable (R_C) provoca una caiguda de tensió que fa que a la càrrega no s'hi apliqui la tensió desitjada.

Solució: connectar el terminal SENSE directament a la càrrega, i així la realimentació es pren directament d'aquesta i no l'afecta R_C.

NOTA → pel cable SENSE pràcticament no passa intensitat.

b) Es pot afegir una tensió d'offset variable a la sortida, connectant el resistor R_7 a una font de tensió variable.



3.2.3.4.- Amplificadors d'aïllament

En el cas que la tensió en mode comú V_{MC} sigui, o pugui ser, superior a 15-20V, i malgrat que el CMRR d'un amplificador diferencial sigui alt, amb la qual cosa l'efecte d'aquesta tensió en la sortida és molt petit, el que segurament ocorrirà és que es destruirà l'amplificador.

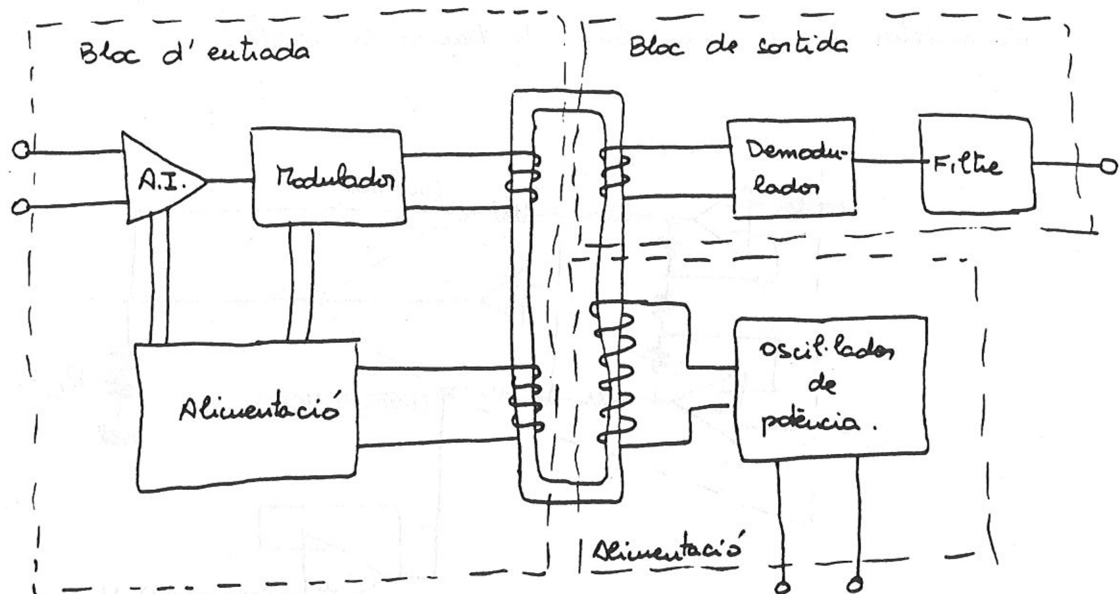
En el cas d'aplicacions mèdiques no pot ocórrer que un paràsit d'elevada tensió destrueixi l'amplificador d'entrada i s'acobli al transductor connectat al pacient.

→ Es necessita un amplificador que NO tingui continuïtat òhmica entre l'entrada i la sortida → AMPLIFICADOR D'AÏLLAMENT.

Aquest tipus d'amplificadors estan formats per 3 blocs:

bloc d'entrada
" de sortida
" d'alimentació

Els tres blocs estan units per un transformador.

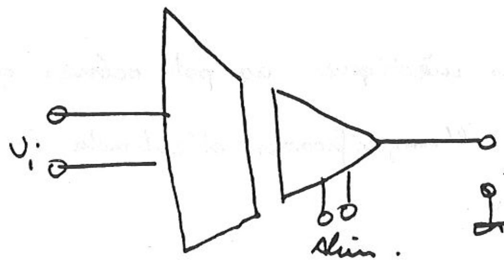


* L'alimentació consisteix en un ~~amp~~ oscil·lador de potència que subministra tensió AC a tots els elements del circuit. La freq d'oscil·lació és molt més elevada que la del senyal d'entrada.

* El bloc d'entrada consisteix en un A.I seguit d'un modulador

* El bloc de sortida consisteix en un demodulador seguit d'un filtre

Símbol del A.A.



3.2.4.- Procesat analògic de senyals

a) Amplificació → adapta marges o impedàncies

b) Digitalització → filtratge, etc.

Veiem alguns casos de procesat analògic.

3.2.4.1.- Linealització analògica

Si la relació entre la variable a mesurar i el senyal disponible NO és lineal → interessa linealitzar-la.

No linealitat, deguda al
- a) Principi de mesura utilitzat
- b) Sensor
- c) la seva interfície

a) Principi de mesura utilitzat.

Per mesurar el cabal d'un fluïd es posa una obstrucció al flux i es mesura la caiguda de pressió, que és proporcional al quadrat de la velocitat del fluid. → S'ha de calcular l'arrel quadrada de la tensió de sortida del sensor de pressió diferencial.

b) Sensor

Molts sensors són no lineals.

Molt no-lineals: termistors, LDR, humistors (exponencials)

Poc no-lineals: termoparells.

Molt poc no-lineals: PT 100

c) Interfície

Divisors de tensión

Ponts d'impedàncies

oscil·ladors de freq. variable

etc.

LINEALITZACIÓ ANALÒGICA

a) ~~Deguda~~ No-linealitat deguda al principi de mesura utilitzat.

→ s'ha de fer una funció matemàtica determinada.
(exemple, extreure l'arrel quadrada)

Fàcil solució → hi ha C.I. que realitzen aquestes funcions.

b) No-linealitat deguda al sensor.

Solució específica per a cada cas.

De tota manera, hi ha una classe de sensors resistius que admeten un mateix tractament (termistors, RTD, etc).

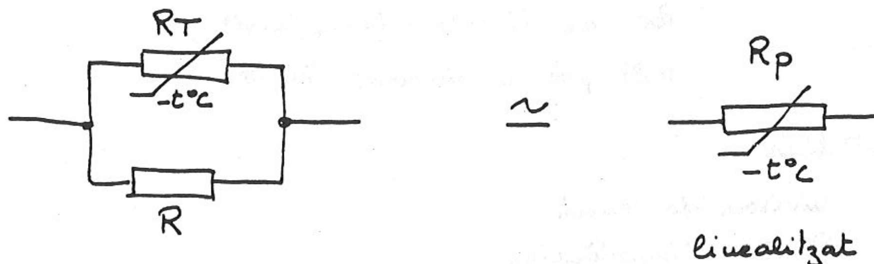
c) No-linealitat deguda a la interfície del sensor.

La solució consisteix en modificar la interfície.

b) Linealització de termistors

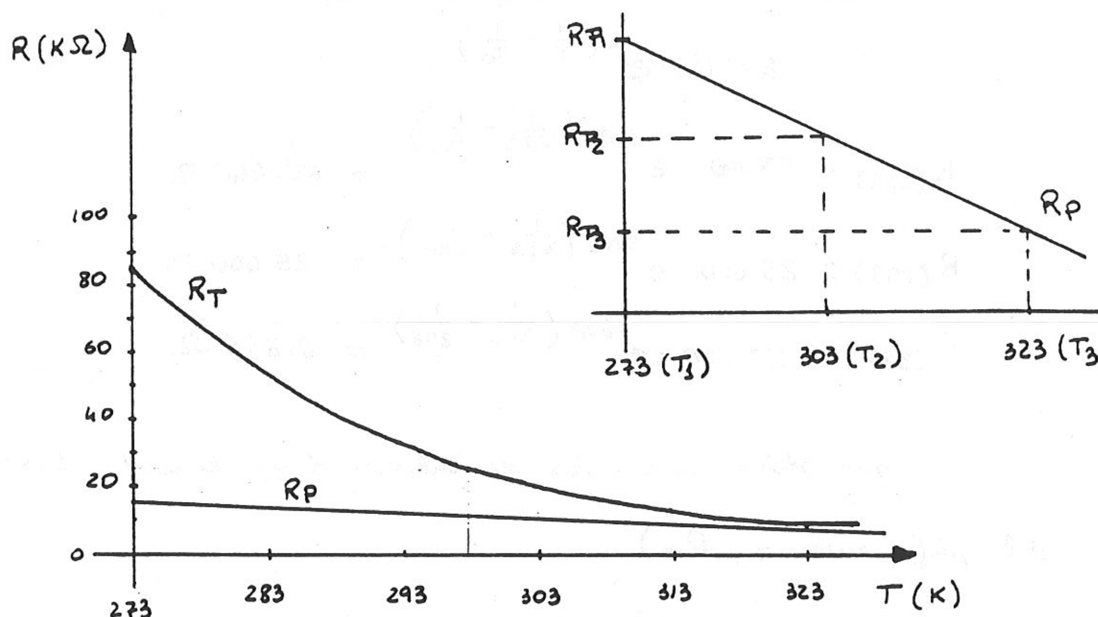
Termistors - molt no-lineals
→ s'ha de linealitzar la dependència de la resistència amb la temperatura

S'aconsegueix muntant un resistor en paral·lel amb el termistor



$$R_P = \frac{R \cdot R_T}{R + R_T}$$

El mètode analític consisteix en forçar 3 punts de pas en la corba resistència - temperatura resultant. Per exemple, que a 3 temperatures equidistants, R_P estigui damunt d'una recta.



s'ha de complir $\quad R_{P_1} - R_{P_2} = R_{P_2} - R_{P_3}$

$$\frac{R \cdot R_{T_1}}{R + R_{T_1}} - \frac{R \cdot R_{T_2}}{R + R_{T_2}} = \frac{R \cdot R_{T_2}}{R + R_{T_2}} - \frac{R \cdot R_{T_3}}{R + R_{T_3}}$$

i d'aquí s'obté

$$R = \frac{R_{T_2}\,(R_{T_1} + R_{T_3}) - 2\,R_{T_1} R_{T_3}}{R_{T_1} + R_{T_3} - 2\,R_{T_2}}$$

<u>Exemple</u>

Un termistor determinat té una $B = 4000K$, i presenta una resistència de $25 K\Omega$ a $25°C$. Es demana que linealitzem el termistor entre les temperatures de $0°C$ i $50°C$.

Hem de considerar 3 temperatures equidistants. Prenem 0°C, 25°C i 50°C

$T_1 = 0°C = 273\ K$
$T_2 = 25°C = 298 K$
$T_3 = 50°C = 323 K$

La resistència del termistor a aquestes temperatures val

$$R = R_0 \cdot e^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)}$$

$$R_{(273)} = 25.000 \cdot e^{4000\left(\frac{1}{273} - \frac{1}{298}\right)} = 85.462\ \Omega$$

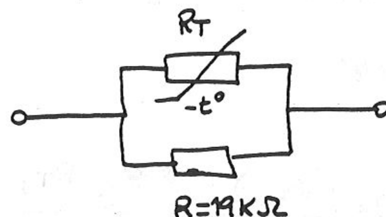
$$R_{(298)} = 25.000 \cdot e^{4000\left(\frac{1}{298} - \frac{1}{298}\right)} = 25.000\ \Omega$$

$$R_{(323)} = 25.000 \cdot e^{4000\left(\frac{1}{323} - \frac{1}{298}\right)} = 8.846\ \Omega$$

que dóna una corba de calibració no lineal (corba vermella del gràfic anterior, R_T).

a partir d'aquí trobem

$$R = \frac{25\,(85{,}462 + 8{,}846) - 2 \cdot 85{,}462 \cdot 8{,}846}{85{,}462 + 8{,}846 - 2 \cdot 25} = 19{,}087\ K\Omega \simeq \underline{19\ K\Omega}$$



Calculem el valor de R_{eq} en els tres punts anteriors, i comprobem que estan damunt una recta.

$R_{eq_1} = 85{,}462 \,//\, 19{,}087 = 15{,}6\ K\Omega$

$R_{eq_2} = 25 \,//\, 19{,}087 = 10{,}82\ K\Omega$

$R_{eq_3} = 8{,}846 \,//\, 19{,}087 = 6{,}04\ K\Omega$

Perque estiguin damunt d'una recta, han de cumplir

$$R_{eq_1} - R_{eq_2} = R_{eq_2} - R_{eq_3}$$

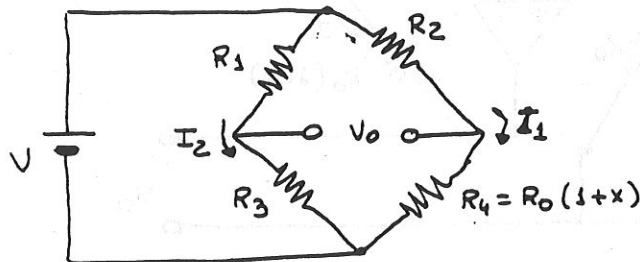
$$\left.\begin{aligned} 15{,}6 - 10{,}82 &= 4{,}78\ K\Omega \\ 10{,}82 - 6{,}04 &= 4{,}78\ K\Omega \end{aligned}\right\} \text{ ok}$$

La resistència equivalent al paral·lel de les dues és la resistència representada en blau, Rp en la corba anterior.

c) Linealització d'interfícies de sensors

Linealització del pont de Wheatstone

un pont de Wheatstone és essencialment NO-lineal



En un pont de Wheatstone equilibrat s'obté

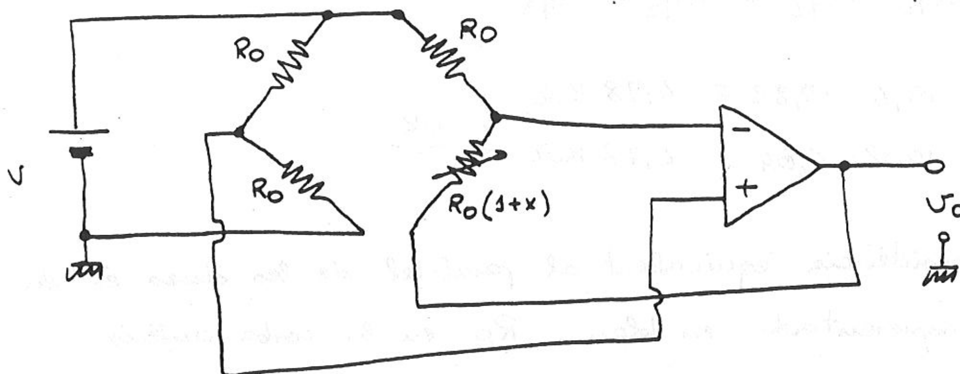
$$\frac{R_1}{R_3} = \frac{R_2}{R_0} = K \qquad \text{si } x = 0$$

en aquest pont, V_0 val

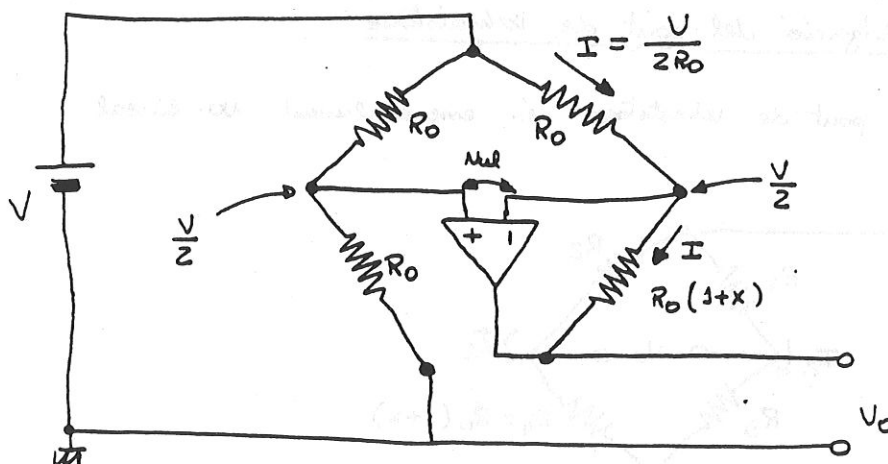
$$V_0 = V\left(\frac{R_4}{R_2+R_4} - \frac{R_3}{R_1+R_3}\right) = V\,\frac{Kx}{(K+1)(K+1+x)}$$

veiem que la sortida només és proporcional als canvis de resistència quan $x \ll (K+1)$

La manera de fer que sigui lineal, consisteix en fer passar un corrent constant pel transductor:



Una altra manera de veure aquest circuit és:



En aquest circuit,

a) $V^+ = V^-$

b) $V^+ = V \frac{R_0}{R_0 + R_0} = \frac{V}{2}$ per tant, $V^- = \frac{V}{2}$

c) per altra banda, $V^- = V_0 + V_{resistència\ R_0(1+x)}$.

$$V^- = V_0 + I \cdot R_0 (1+x)$$

$$\frac{V}{2} = V_0 + I R_0 (1+x)$$

La intensitat que circula per $R_0(1+x)$ és la mateixa que circula per R_0, degut a l'operacional

$$I = \frac{V - \frac{V}{2}}{R_0} = \frac{V}{2R_0}$$

d) Per tant,

$$\frac{V}{2} = V_0 + \frac{V}{2R_0} \cdot R_0(1+x) = V_0 + \frac{V}{2}(1+x) = V_0 + \frac{V}{2} + \frac{V}{2}x$$

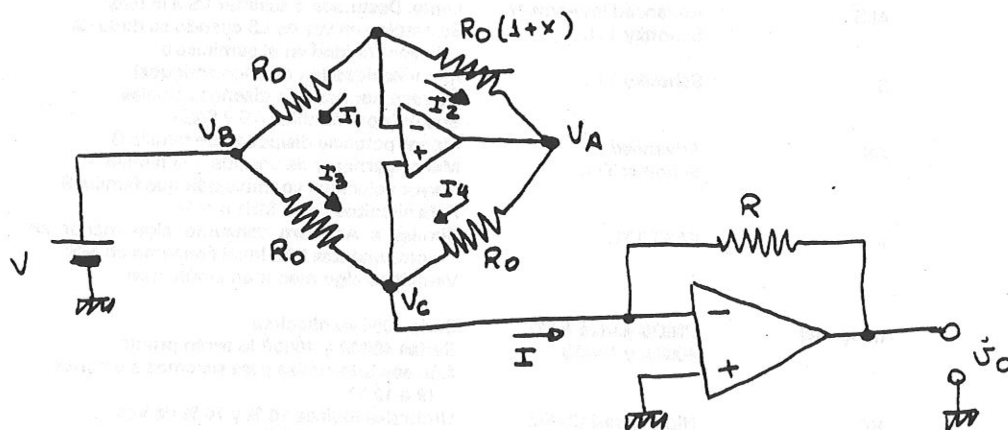
$$\boxed{V_0 = -\frac{V}{2}x}$$

i es veu que s'ha linealitzat el circuit

→ El problema és que s'ha d'obrir un nus del pont de Wheatstone.

i de vegades això no és possible.

Aleshores la solució consisteix en:



Demostreu que en aquest circuit

$$\boxed{V_0 = V \cdot \frac{R}{R_0} \cdot x}$$

3.4.- Interfícies amb sensors digitals

Els sensors amb sortida digital no necessiten un CAD.

La interfície ha de garantir la compatibilitat de les tensions de sortida dels sensors amb les d'entrada al μP, i la compatibilitat del codi utilitzat.

En la taula següent es pot veure l'ús de les diferents famílies TTL i CMOS.

Designación	*Nombre*	*Uso y observaciones*
(ninguna)	TTL original	No se emplea en diseños actuales Frecuente en diseños antiguos Hay circuitos MSI sin equivalente en otras
L	Low-power TTL «baja potencia»	Interés meramente histórico
H	High-speed TTL «alta velocidad»	Interés meramente histórico
LS	Low-power Schottky TTL	Antigua pero aun empleada Lenta (reloj de menos de 8 MHz) Muchos fabricantes: menor precio que AS, ALS o FAST No se conocen planes de cesar su producción
ALS	Advanced low-power Schottky TTL	Lenta. Destinada a sustituir LS a la larga Se emplea en vez de LS cuando se duda de la continuidad en el suministro
S	Schottky TTL	Alta velocidad (en diseños antiguos) No recomendado en diseños actuales Sustituir por familias AS y FAST
AS	Advanced Schottky TTL	Menor potencia disipada que familia S Menor corriente de entrada que familia S Mayor velocidad conmutación que familia S Para circuitos de 20 MHz o más
F	FAST TTL	Similar a AS pero consumo algo menor en componentes SSI. Igual consumo en MSI Velocidad algo menor en algún caso
(ninguna)	CMOS series 4000, 4000A y 4000B	Serie 4000 es obsoleta Series 4000A y 4000B lo serán pronto Aún son adecuadas para sistemas a baterías (9 o 12 V)
HC	High-speed CMOS	Umbrales lógicos 20 % y 70 % de Vcc Más lenta que LS TTL Hay componentes patilla a patilla compatibles con serie 4000 y LS-TTL, pero los niveles no son compatibles TTL
HCT	High-speed CMOS compatible TTL	Similar a HC pero con umbrales lógicos compatibles TTL (cuando la alimentación es de 5 V)
C, AC ACL ACT FACT	Advanced CMOS («–T» = compatible TTL)	Velocidad comparable a AS y FAST; > 20 MHz Patilla a patilla compatibles con TTL equivalentes Sólo las familias con «– T» tienen niveles compatibles con TTL Alimentación de 2 a 6 V, incluso las compatibles con TTL Flancos más rápidos y niveles de transición mayores que TTL Corriente salida ± 24 mA (frente a – 1 mA como fuente y + 20 mA —sumidero— en AS y FAST)

En les taules següents es poden veure diferents paràmetres de les portes i famílies

Potencia y velocidad para una puerta y un registro de diversas familias lógicas. La velocidad está especificada a 25 °C y 5 V (4,5 V para la HC)

Familia	Potencia (mW)	Velocidad puerta (ns) carga 15 pF	Velocidad puerta (ns) carga 50 pF	Velocidad registro (ns) t_{prop}	Velocidad registro (ns) t_{setup}
(TTL)	10	9	-	27	13
LS	2	9,5	13	23	17
ALS	1	4	9	13	10
S	19	3	5	8	
F	4	2	3,5	6,2	2,6
AS	10	1,5	3,5	7	3
HC	(*)	-	18	35	20
AC	(*)	-	6	6	1

(*) La disipación de las familias AC y HC depende de la frecuencia y la carga.
Factores para la conversión de los parámetros de tiempo:
— multiplicar el valor típico a 25 °C por 1,5 para obtener el valor a 85 °C en el peor caso.
— multiplicar el valor a 25 °C por 2 para obtener el valor a 125 °C en el peor caso.

Corrientes y tensiones estáticas de entrada y salida para una puerta NAND estándar de diversas familias lógicas. Las corrientes negativas salen del terminal y las positivas entran. Obsérvese que las corrientes no siempre están especificadas para los valores extremos de la tensión.

	Entrada				Salida			
	Corriente/Tensión		Tensión extrema		Corriente/Tensión		Tensión extrema	
Familia	I_{IL}/V_{IL} (mA)/(V)	I_{IH}/V_{IH} (µA)/(V)	V_{IL} max (V)	V_{IH} min (V)	I_{OL}/V_{OL} (mA)/(V)	I_{OH}/V_{OH} (mA)/(V)	V_{OL}max (V)	V_{OH}min (V)
(TTL)	− 1,6/0,4	40/2,4	0,8	2,0	16/0,4	− 0,4/2,4	0,4	2,4
LS	− 0,4/0,4	20/2,7	0,7	2,0	4/0,4	− 0,4/2,5	0,4	2,5
ALS	− 0,1/0,5	20/2,7	0,8	2,0	8/0,5	− 0,4/2,5	0,5	2,5
S	− 2,0/0,5	50/2,7	0,8	2,0	20/0,5	− 1,0/2,5	0,5	2,5
F	− 0,6/0,5	20/2,7	0,8	2,0	20/0,5	− 1,0/2,5	0,5	2,5
AS	− 0,5/0,5	20/2,7	0,8	2,0	20/0,5	− 2,0/2,5	0,5	2,5
HCT	± 0,001/0	± 1/Vcc	0,8	2,0	4/0,4	− 4,0/3,7	0,4	3,7
HC	± 0,001/0	± 1/Vcc	0,9	3,15	0,02/0,1	− 0,02/4,4	0,1	4,4
ACT	± 0,001/0	± 1/Vcc	0,8	2,0	24/0,4	− 24/3,7	0,4	3,7
AC	± 0,001/0	± 1/Vcc	1,35	3,15	24/0,4	− 24/4,4	0,1	4,4

Capacidad de carga de entrada y salida para diversas familias lógicas TTL, normalizada respecto a una puerta NAND estándar de cada familia respectiva.

Familia	Carga de entrada I_{IL}	Carga de entrada I_{IH}	Carga de salida permitida I_{OL}	Carga de salida permitida I_{OH}
(TTL)	1	1	10	0
LS	1	1	10	20
ALS	1	1	80	20
F	1	1	33,3	50
S	1	1	10	20
AS	1	1	40	100

Compatibilidad estática de las diversas familias TTL y compatibles.

Dispositivo fuente	Número de cargas que se pueden alimentar					
Familia	LS	(TTL)	S	F	AS	ALS
(TTL	40	10	8	26,7	32	20
LS	10	2,5	2	6,7	8	20
ALS	20	5	4	13,3	16	20
S	50	12,5	10	33,3	40	50
F	50	12,5	10	33,3	40	50
AS	50	12,5	10	33,3	40	100
HCT	10	2,5	2	6,7	8	40
ACT	60	15	12	40	48	240

3.4.1.- Condicionament de nivells de tensió

Els següents circuits serveixen per adaptar sortides i entrades de les diferents famílies lògiques.

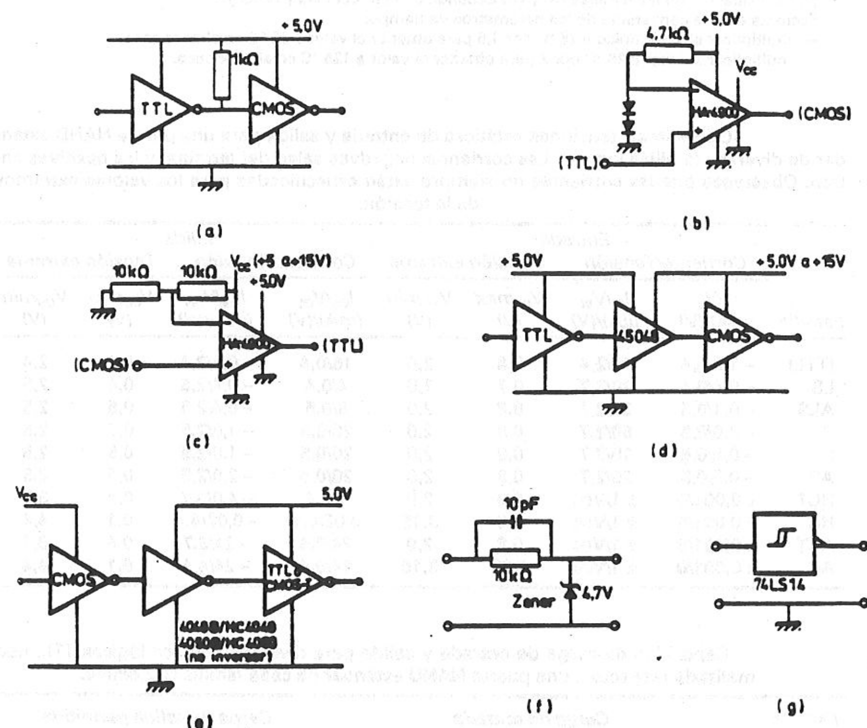
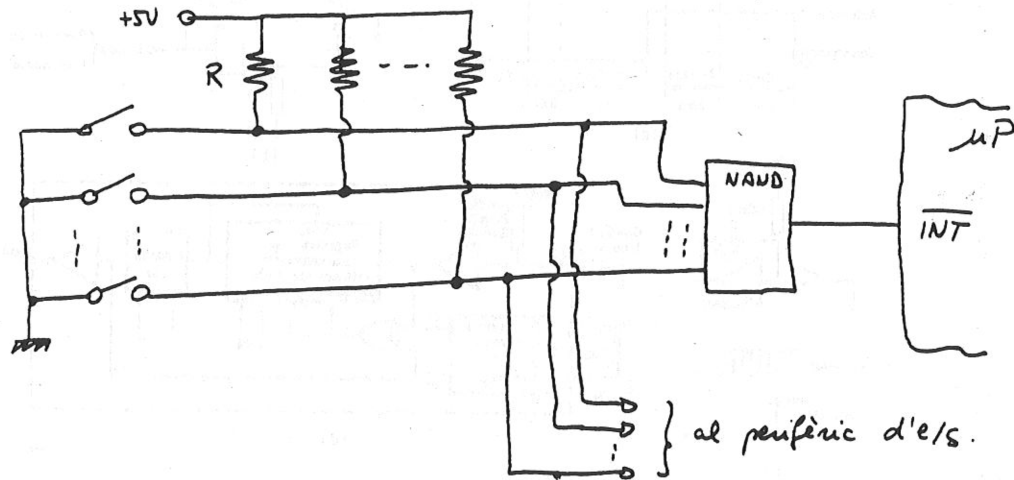


Figura 3.29 Acondicionamiento de señales digitales. (*a*) Conexión de TTL a CMOS cuando la tensión de alimentación es la misma. Cuando las tensiones de alimentación son distintas, se puede pasar de TTL a CMOS (*b*) y de CMOS a TTL (*c*), mediante un comparador, o bien mediante un separador, (*d*) y (*e*). Para atenuar una entrada de alta amplitud se puede usar el circuito (*f*), mientras que para acelerar sus flancos sirve el circuito (*g*).

3.4.2.- Condicionament de sortides d'interruptors

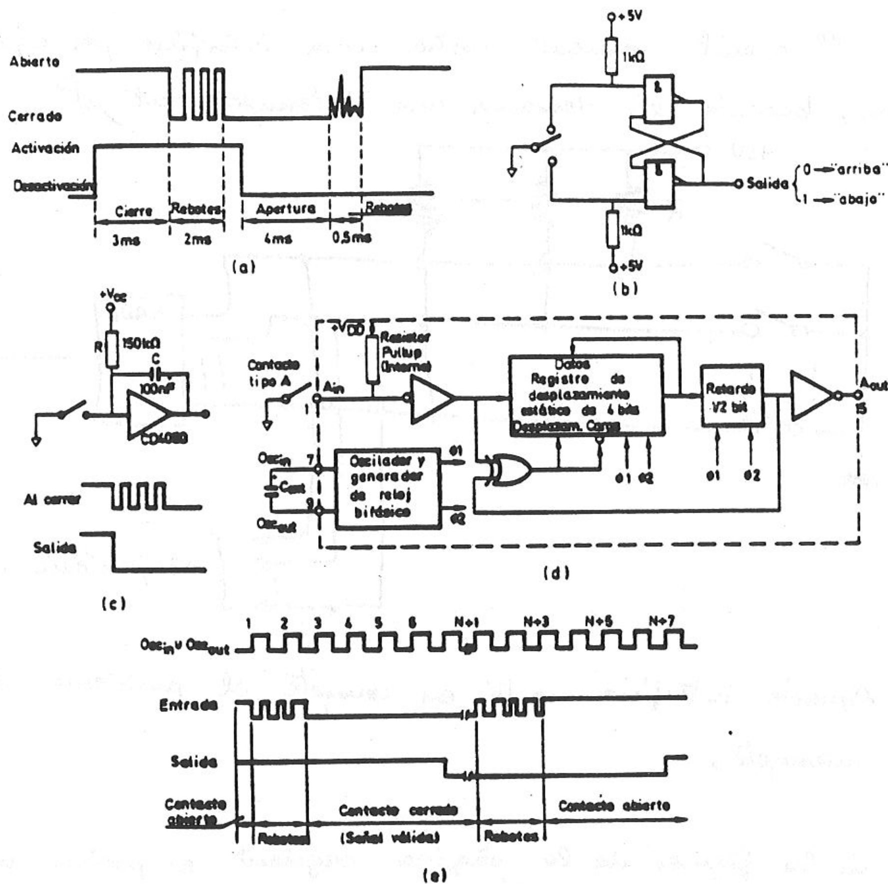
Amb els sensors que tenen la sortida del tipus TOT / RES (detectors de nivell, presència, alarmes, final de carrera, etc) s'ha de vigilar el problema dels rebots.

El circuit següent mostra una interfície per aquest tipus de sensors, basada en demanar una interrupció al μP.



Aquesta interfície no té en compte el problema dels rebots dels interruptors

En les figures de la pàgina següent es poden veure els circuits que s'utilitzen per eliminar rebots.



Rebotes en un contacto electromecánico de láminas (*a*) y circuitos para eliminar sus efectos (*b*) y (*c*). (*d*) El MC14490 tiene seis circuitos de eliminación de rebotes como éste. Su acción está ilustrada en la figura (*e*).

E. U. V.
Estudis Universitaris de Vic
Escola Universitària Politècnica d'Osona
Adscrita a la Universitat Politècnica de Catalunya
Enginyeria Tècnica de Telecomunicació
especialitat en Sistemes de Telecomunicació

ADQUISICIÓ DEL SENYAL

Apunts de classe
Capítols 4, 5 i 6

Antoni Suriñach i Albareda

Capítol 4. — Soroll i tècniques de reducció del soroll

El soroll és un element que està sempre present en tots els components electrònics. El podríem definir com qualsevol tensió o corrent no desitjats. No sempre és necessari prendre mesures contra la degradació que provoca, ja sigui perquè la seva presència no és problemàtica, ja sigui perquè el seu efecte no és apreciable. Existeixen, no obstant, situacions en les quals es fan servir senyals de baix nivell o quan es necessita una gran resolució. En aquests cassos s'ha de parar molt de compte a les pertorbacions associades als components.

Segons la freqüència dels senyals de soroll podem parlar de:

$f_n \leq 0{,}01\,Hz$ → errors deguts a tensions i corrents d'offset i les seves derives (NO ÉS SOROLL)

$f_n > 0{,}01\,Hz$ → errors de senyal provocats pel soroll extern i intern al circuit (SOROLL)

Així doncs, les fonts de soroll poden ser INTRÍNSEQUES o EXTRÍNSEQUES

Fonts de soroll INTRÍNSEQUES: són aquelles que estan associades als propis elements dels circuits

- soroll tèrmic
- " en semiconductors
- etc...

Fonts de soroll EXTRÍNSEQUES: són aquelles que introdueixen soroll al circuit des de l'exterior (interferencias electromagnéticas)

En aquest capítol analitzarem, només, les fonts intrínseques, deixant les extrínseques per a un curs posterior.

Hi ha dues tècniques de reducció del soroll:

a) La primera es basa en la reducció del soroll, tant en la font com en el receptor, mitjançant tècniques de filtrat, apantallament, etc...

b) La segona, i més complexa, es basa en mètodes d'extracció del soroll del senyal, mitjançant la recuperació del senyal original.

En aquest capítol analitzarem algunes de les tècniques incloses en el primer apartat.

4.1. — PROPIETATS DEL SOROLL

4.1.1.- Valor eficaç del soroll.

Donat que el soroll és un fenomen aleatori, el seu valor instantani és impredible i només podem parlar en termes de probabilitat i de valor eficaç.

El valor eficaç (RMS) del soroll es defineix com:

$$V_n = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T v_n^2(t)\,dt} \qquad (V_{rms})$$

T = interval de temps

$v_n(t)$ = tensió instantània del soroll.

Anàlogament, si el soroll es dóna en forma de corrent.

$$I_n = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i_n^2(t)\,dt} \qquad (A_{rms.})$$

$i_n(t)$ = intensitat instantània del soroll.

El quadrat d'aquests valors, $\overline{V_n^2}$, $\overline{I_n^2}$ s'anomenen "valors mitjos quadràtics", i representen la potència promitja dissipada pel corresponent senyal de soroll en un resistor d'$1\,\Omega$.

4.1.2.- Factor de Cresta

En aplicacions de comparació de tensions, conversions A/D i en condicions estàtiques, la precisió i la resolució estan afectades pel valor instantani del soroll, més que no pas pel valor eficaç.

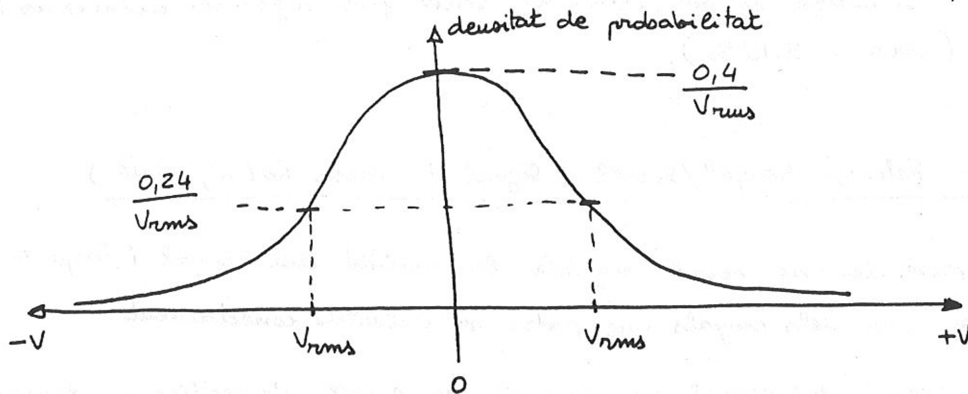
ruido, aleatorio

No se puede calcular el valor instantáneo del ruido pq es un proceso aleatorio.

Cuando trabajamos con comparadores o dispositivos de este tipo no nos interesa el valor eficaz del ruido, sino q nos interesa el valor instantaneo. Como el valor instantaneo no se puede conocer se define el valor de CRESTA

En aquests casos és més important conèixer el valor pic a pic esperat que no pas el valor eficaç del soroll.

En la gran majoria dels casos el soroll té una distribució gaussiana, de tal manera que és possible predir el seu valor instantani en termes de probabilitat.



El paràmetre que s'utilitza en aquesta estimació és el "Factor de Cresta" que es defineix com la relació entre el valor de pic i el valor eficaç del soroll.

$$FC = \frac{V_{np}}{V_{n\,rms}}$$

Si $FC = 3$ → el 99,73% del temps, el soroll estarà dintre els marges.

Si $FC = 4$ → l'amplitud del soroll estarà dintre els marges durant el 99,9937% del temps.

Habitualment es sol prendre un valor $3 \leq FC \leq 4$

$V_n = 50\mu V_{rms}$
$FC = 3$ (es pic) → $V_n(pp) = 50\mu \cdot 3 \times 2 = 300\mu V$

4.1.3.— Suma de senyals de soroll

El valor eficaç del soroll produït per dues fonts de soroll és

suma dels valors eficaços → $$V_{Total} = \sqrt{V_1^2 + V_2^2 + 2\gamma V_1 V_2}$$

on γ és el coeficient de correlació, comprès entre $-1 \leq \gamma \leq +1$

Si totes les fonts de soroll d'un circuit són independents entre sí (no estan correlacionades), $\gamma = 0$ i per tant,

normalment ↑

$$V_{n\,total} = \sqrt{V_1^2 + V_2^2 + \cdots V_m^2}$$

Pero, si sale en el ex. se tiene q. calcular!!

D'aquesta equació es despren que si una font de soroll és 3 vegades més petita que les altres es pot eliminar sense que influeixi notablement en els resultats (error < 5,15 %).

4.1.4.- Relació Senyal/soroll (Signal to Noise Ratio, SNR)

La presència de soroll degrada la qualitat del senyal i imposa un límit en el valor dels senyals que poden ser detectats correctament.

La qualitat del senyal en presencia de soroll s'especifica en termes de SNR ó S/N (en dB).

Potencias $S/N = 10 \log \dfrac{P_S}{P_N}$ (dB)

S/N = relació senyal/soroll (dB)
P_S = potència del senyal (W)
P_N = " del soroll (W)

si aquesta relació s'expresa en funció de tensions, queda.

Tensions $S/N = 20 \log \dfrac{V_S}{V_N}$ (dB)

V_S = tensió eficaç del senyal (V_{rms})
V_N = " " " soroll (V_{rms})

4.1.5.- Espectre del soroll

El soroll no es queda limitat a una sola freqüència ni a una banda de freqüències sinó que, degut a la seva naturalesa aleatòria, s'estén per totes les bandes de l'espectre de freqüències.

Així doncs, quan ens referim al soroll eficaç, hem d'especificar la banda de freqüències en la qual hem fet les observacions, mesures o càlculs.

En general, el soroll depen de l'amplada de la banda de freqüències, i de la posició d'aquesta banda en l'espectre de freqüències.

El espectro del ruido no tiene pq. ser continuo.

La velocitat de canvi de la potència del soroll respecte de la freqüència s'anomena "Densitat de potència del soroll" (S_n)

$$S_n \begin{cases} S_{v_n^2} = \dfrac{d\,\overline{V_n^2}}{df} \quad \left(\dfrac{V^2}{Hz}\right) \\ S_{i_n^2} = \dfrac{d\,\overline{I_n^2}}{df} \quad \left(\dfrac{A^2}{Hz}\right) \end{cases}$$

Promig de potència de soroll sobre una banda d'1 Hz en funció de la freqüència, sobre un resistor d'1 Ω.

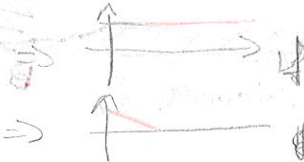
Les quantitats S_{v_n} i S_{i_n} s'anomenen

* Densitat espectral de la tensió de soroll = S_{v_n} $\left(V/\sqrt{Hz}\right)$
* Densitat espectral de la intensitat de soroll = S_{i_n} $\left(A/\sqrt{Hz}\right)$

Les dues formes de densitat de soroll més comunes són:

a) Soroll blanc

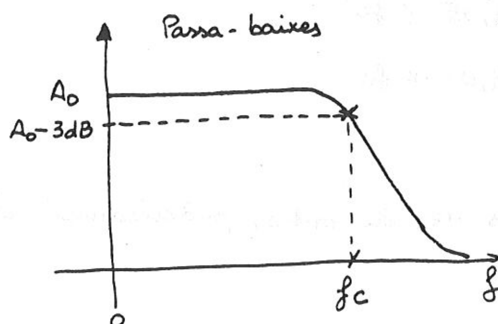
b) Soroll $1/f$



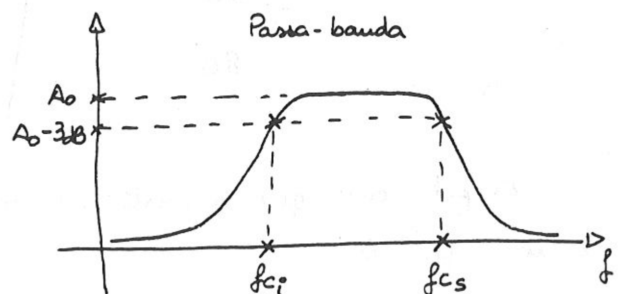
Aquests dos tipus de soroll es veuran a continuació.

4.1.6.- Amplada de banda equivalent del soroll (NEB)

Quan es parla d'amplada de banda d'un circuit s'entén aquella banda de freqüències compresa entre els punts on la seva resposta cau −3dB, i que té una corba aproximadament plana



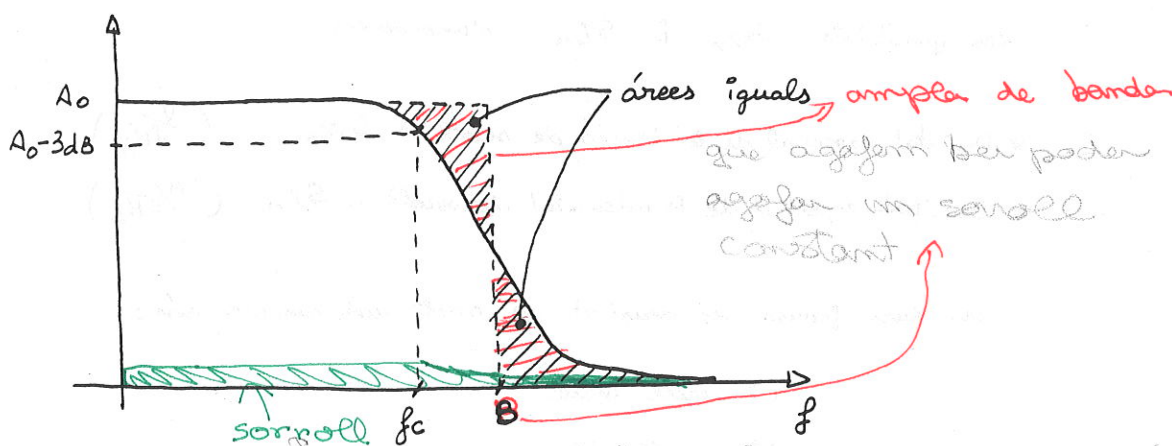
$BW = f_c - 0 = f_c\,(Hz)$



$BW = (f_{cs} - f_{ci})\ (Hz)$

Si en el cas, per exemple, del circuit amb una resposta passa-baixes, prenguéssim el valor de la freq. de tall (f_c) com a valor de l'amplada de banda del soroll ens trobaríem que no tenim en compte tot el soroll que està situat en les freqüències superiors a f_c i que també és present en la sortida.

Definim "<u>amplada de banda equivalent del soroll</u>" com aquella banda de freqüències, d'amplitud plana i flancs de caiguda verticals, que provoca el mateix soroll que el circuit que estem analitzant.



no depen de les freqüències encara que el filtre només treballi fins fc, el soroll segueixo existint (encara que està multiplicat per un factor més petit)

Evidentment, quants més pols tingui el circuit (quant més gran sigui el pendent del flanc de baixada) més s'aproparan f_c i B

	Caiguda en Alta Freq. (dB/dècada)	Amplada de banda equivalent del soroll.
1er Ordre	20	$1{,}57 \times f_c$
2º Ordre	40	$1{,}11 \times f_c$
3º Ordre	60	$1{,}05 \times f_c$
4º Ordre	80	$1{,}03 \times f_c$

Es pot veure que a partir de circuits de 2n ordre, pràcticament coincideixen f_c i B.

Així doncs, per a circuits de 1r ordre,

$$NEB = 1{,}57 \times f_c$$

NEB = amplada de banda equivalent del soroll
f_c = freq. de tall (-3dB) del circuit

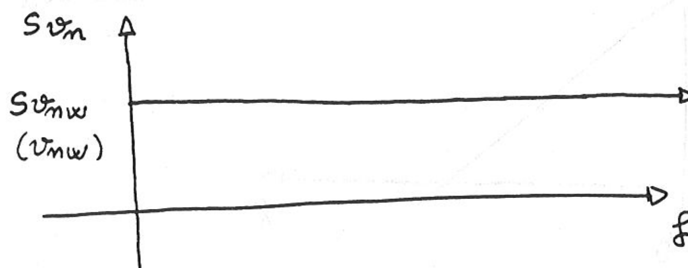
Per a circuits passa-banda, l'equació es transforma en:

$$NEB = \underbrace{1,57}_{\text{1r ordre}} \times \frac{f_H^2}{f_L + f_H}$$

f_H = freq. de tall superior
f_L = freq. de tall inferior

4.1.7.- Soroll blanc

Aquest soroll es caracteritza per una distribució uniform de la densitat espectral, constant en tot l'espectre. És la forma més normal de soroll.



S'anomena blanc per analogia amb la llum blanca, formada per totes les freq. visibles amb igual amplitud. Si escoltem aquest soroll per altaveu sóna com un fregit.

El seu valor eficaç (en una determinada amplada de banda equiv.) és:

$$V_n = v_{nw}\sqrt{(f_H - f_L)} \qquad (V_{rms})$$

$$I_n = i_{nw}\sqrt{(f_H - f_L)} \qquad (A_{rms})$$

En cas que $f_H \geq 10 f_L$ es pot negligir f_L, ocasionant un error inferior al 0,5%

La potència del soroll val

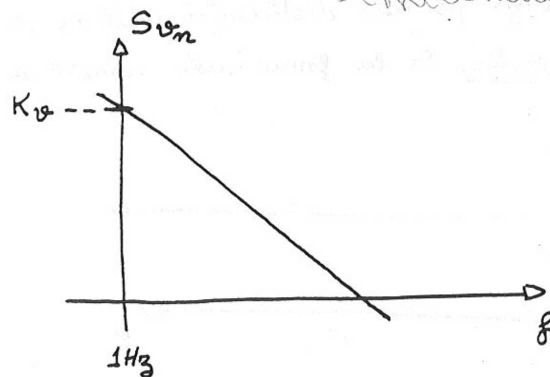
$$\overline{V_n^2} = v_{nw}^2 (f_H - f_L) \quad (V^2_{rms})$$

$$\overline{I_n^2} = i_{nw}^2 (f_H - f_L) \quad (A^2_{rms})$$

En altres paraules, la potència del soroll blanc és proporcional a l'amplada de banda (La potència del soroll blanc en una banda de 10Hz entre 20Hz i 30 Hz és la mateixa que en la banda de 10Hz entre 990Hz i 1KHz).

4.1.8.- Soroll 1/f o de baixa freqüència

Aquest altre tipus de soroll presenta la característica de variar amb la freqüència de la forma 1/f. Degut a males contactes, unió dels semiconductors etc. (salts de corrent)



$K_v = S_{v_n}$ quan $f = 1Hz$

La seva densitat espectral de potència val

$$S_n = \frac{K_v^2}{f} \quad (V^2/Hz) \qquad K_v = S_{v_n} \text{ quan } f = 1Hz$$

$$S_n = \frac{K_i^2}{f} \quad (A^2/Hz) \qquad K_i = S_{i_n} \quad " \quad "$$

El seu valor eficaç val

$$V_n = K_v \sqrt{\ln \frac{f_H}{f_L}} \quad (V_{rms})$$

→ Nos indica el pto en el q. el ruido deja de darse.

$$I_n = K_i \sqrt{\ln \frac{f_H}{f_L}} \quad (A_{rms})$$

$\ln \frac{f_H}{f_L} = 0 \Rightarrow \frac{f_H}{f_L} = 1 \Rightarrow$

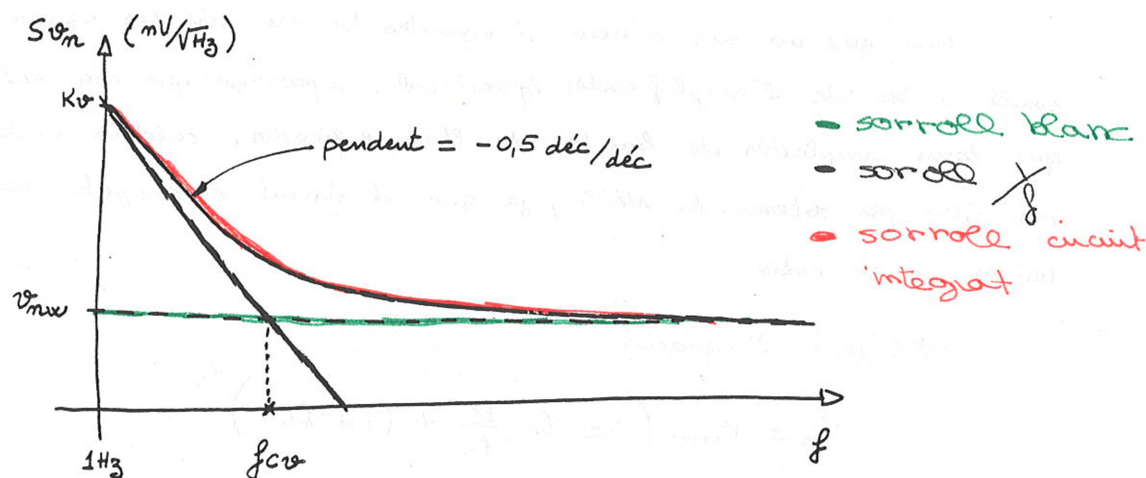
$\Rightarrow$ $V_n = 0$

És el tipus de soroll predominant a baixes freqüències

4.1.9.- Soroll en un circuit integrat

En general, el soroll en qualsevol circuit que contingui elements resistius i dispositius actius és una barreja dels dos tipus de soroll anteriors (blanc i $1/f$).

Es pot posar l'exemple del soroll generat en un amplificador operacional, que és un amplificador que se sol comportar com un circuit passa-baixes de 1r. ordre. El fabricant sol donar, tabulades o en forma de gràfica, les corresponents densitats espectrals del soroll referides a l'entrada.



O et donen el pendent o els 3 valors (K_v, $v_{n\infty}$, f_{cv})

Hi hauria una gràfica semblant per S_{in}

Es veu que a baixes freqüències predomina el soroll $1/f$, i a altes freq. predomina el soroll blanc.

El valor eficaç del soroll, en una amplada determinada és:

$$V_n = v_{n\infty}\sqrt{f_{cv}\cdot \ln\frac{f_H}{f_L} + (f_H - f_L)} \quad (V_{rms})$$

debido al ruido $1/f$ (terme $f_{cv}\cdot \ln\frac{f_H}{f_L}$); debido al ruido blanco (terme $(f_H - f_L)$)

$$I_n = i_{n\infty}\sqrt{f_{ci}\cdot \ln\frac{f_H}{f_L} + (f_H - f_L)} \quad (V_{rms})$$

Exemple

De les característiques del $\mu A741$ donades pel fabricant se'n desprèn que $v_{nw} \simeq 20\ nV/\sqrt{Hz}$ i $f_{cv} \simeq 200\ Hz$. Calculeu la tensió eficaç de soroll referit a l'entrada en les tres bandes de freqüència següents:

a) 0,1 Hz a 1 KHz (B.F.)

b) 20 Hz a 20 KHz (Audio F.)

c) 0,1 Hz a 1 MHz (Banda ampla)

Com que no ens diuen si aquestes bandes són les equivalents del soroll o les de l'amplificador operacional, suposarem que són NEB. En cas que fossin amplades de banda de l'amplificador, caldria multiplicar-les per 1,57 per obtenir la NEB, ja que el circuit es comporta com un passa-baixes de 1r ordre.

Utilitzant l'equació

$$V_n = v_{nw} \left(f_{cv} \ln \frac{f_H}{f_L} + (f_H - f_L) \right)^{1/2}$$

s'obté:

a)

$$V_n = 20\ nV/\sqrt{Hz} \left(200 \cdot \ln \frac{1000}{0,1} + (1000 - 0,1) \right)^{1/2} = 1,07\ \mu V_{rms}$$

b) $V_n = 2,92\ \mu V_{rms}$ ⇒ Para limitar el ruido ↓ A.B↓ A A.B ↑ ⊕ ruido, a A.B↓ ⊖ ruido.

c) $V_n = 20\ \mu V_{rms}$

En aquest exemple s'observa la primera i més important tècnica de reducció del soroll:

Per reduir el soroll al mínim s'ha de limitar l'amplada de banda del circuit a la mínima necessària (Si fem, per exemple, un amplificador d'audiofreqüència, el fet de dissenyar-lo amb una freq. de tall de 1 MHz, en lloc de 20 KHz o 30 KHz només comporta incrementar notablement el soroll)

4.2.- Fonts de soroll intrínseques

El dissenyador de sistemes ha d'estar familiaritzat amb els mecanismes bàsics de la generació de soroll a fi de seleccionar adequadament els dispositius que utilitzarà.

4.2.1.- SOROLL TÈRMIC

Aquest soroll, anomenat també "soroll Johnson", és present en tots els elements resistius passius, i està causat pel moviment tèrmic aleatori dels electrons i forats en el resistor.

No es veu afectat per la intensitat, però sí per la temperatura.

La seva densitat espectral de potència i el seu valor eficaç valen:

$$S_{nR} = S_{v_{nR}^2} = 4KTR$$

$$V_R = \sqrt{4KTBR} \quad (V_{rms})$$

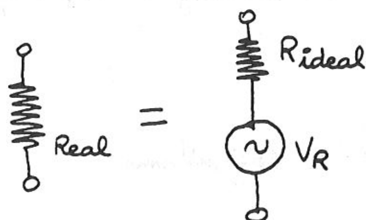
K = ctant de Boltzmann $= 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ J/K

T = temperatura (Kelvins)

R = resistència (Ω)

B = amplada de banda (Hz)

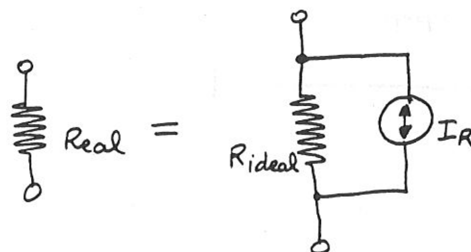
Així doncs, qualsevol element resistiu passiu "sorollós" el podem simular com un resistor ideal en sèrie amb una font de soroll de valor V_R.



$$S_{v_{nR}^2} = 4KTR$$

$$V_R = \sqrt{4KTBR}$$

Convertint el thévenin al Norton, obtenim



$$S_{i_{nR}^2} = \frac{4KT}{R}$$

$$I_R = \sqrt{\frac{4KTB}{R}}$$

Exemple

Considereu un resistor de $10K\Omega$ a temperatura ambient ($25\,^{\circ}C$). Calculeu:

a) Densitat espectral de potència del soroll

b) " " de tensió " "

c) Tensió eficaç de soroll en el marge d'audio

d) Estimeu el gruix o amplada del traç que tindrà, si observem el soroll amb un oscil·loscopi de $BW = 100\ MHz$ d'amplada de banda.

a) $$S_{v_{nR}}^2 = 4KTR = 1{,}38 \cdot 10^{-23} \times 4 \times \underbrace{298}_{25^{\circ}C} \times 10.000 \cong 1{,}65 \cdot 10^{-16}\ \frac{V^2}{Hz}$$

b) $$S_{v_{nR}} = \sqrt{S_{v_{nR}}^2} = 12{,}8\ nV/\sqrt{Hz}$$

c) $$V_R = v_{nw}\sqrt{f_H - f_L}$$

$$V_R = 12{,}8\ nV/\sqrt{Hz} \cdot \sqrt{(20.000 - 20)\ Hz} = 1{,}82\ \mu V_{rms}$$

d) L'amplada de banda equivalent del soroll en l'oscil·loscopi és

$$NEB = 1{,}57 \times BW = 1{,}57 \times 100\ MHz = 157\ MHz$$

aleshores

$$V_R = 12{,}8\ nV/\sqrt{Hz} \cdot \sqrt{1{,}57 \cdot 10^8} = 160\ \mu V_{rms}$$

Si considerem un factor de cresta, $FC \cong 3$, aleshores

$$V_{R\,pp} = 160\ \mu V_{rms} \times \underbrace{3 \times 2}_{V_{p\text{-}p}} \simeq 1\ mV_{pp}$$

4.2.2.- SOROLL DE GRANALLA (SHOT NOISE)

El soroll de granalla s'origina en les barreres de potencial de les unions semiconductores. El corrent que atravessa aquestes unions és deguda a l'emissió aleatòria d'electrons i forats. Aquesta emissió aleatòria provoca una fluctuació del corrent al voltant d'un valor promig, i aquesta fluctuació el notem com soroll.

Aquest soroll es pot representar mitjançant un corrent, constant per a totes les freqüències, és a dir, és un soroll blanc.

$$I_{sh} = \sqrt{2 \cdot q \cdot I \cdot B} \quad (A_{rms})$$

q = càrrega de l'electró, $1{,}62 \times 10^{-19}$ C.
I = corrent a través la unió (A)
B = amplada de banda del soroll.

Un díode pot ser utilitzat com una font de soroll blanc. Ja que el soroll de granalla és la font predominant de soroll en un díode, el valor eficaç d'aquest soroll es pot determinar mesurant senzillament el corrent a través del díode.

4.2.3.- SOROLL DE CONTACTE (FLICKER NOISE O CONTACT NOISE)

Aquest tipus de soroll està present en gairebé tots els components i és degut a fluctuacions de la seva conductivitat, originades pel contacte imperfecte entre dos materials conductors.

Aquest soroll presenta la distribució $\frac{1}{f}$, i per tant depèn de la freqüència.. En definitiva, és la font de soroll més important a baixa freq.

És pot caracteritzar per una font de corrent.

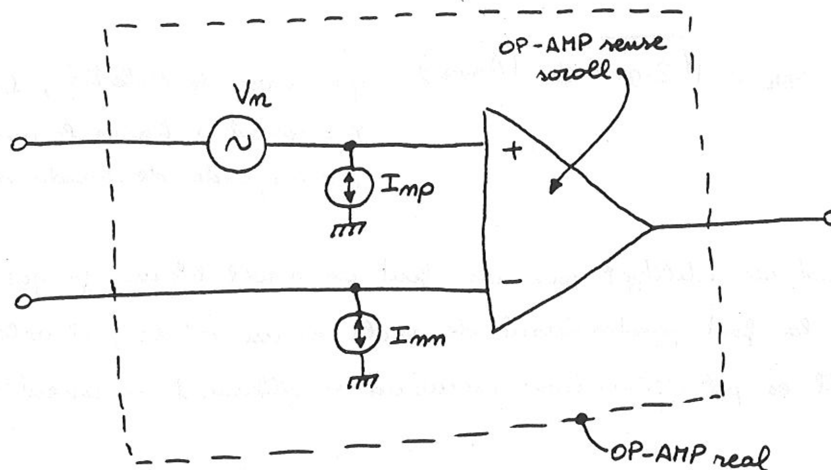
$$I_f = \sqrt{\frac{2q\, I \cdot f_{ci}}{f}} \quad \left(V/\sqrt{Hz} \right)$$

q = càrrega de l'electró
I = corrent promig.
f_{ci} = freq. de tall de la corba $1/f$.

4.3.- Soroll en un Amplificador Operacional

Un amplificador operacional està fabricat amb dispositius actius i elements resistius, de tal manera que a la seva sortida observarem un determinat nivell de soroll, ocasionat per una barreja de tots els tipus vistos anteriorment.

Aquest amplificador operacional real o "sorollós" es pot modelar, a efectes pràctics, com un amplificador operacional sense soroll, i unes determinades fonts de soroll externes.



Un possible model seria l'anterior, format per un OP-AMP ideal (sense soroll) i tres generadors de soroll:

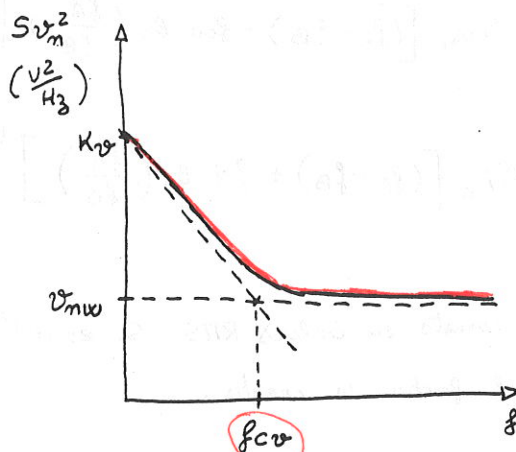
Un generador de tensió, de densitat espectral S_{v_n} i valor eficaç V_n

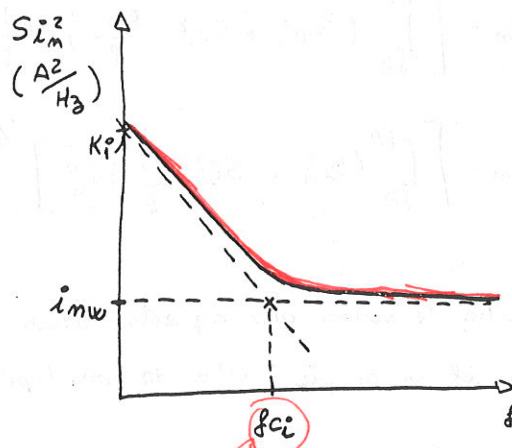
Dos " de corrent, " " $S_{i_{np}}$ i $S_{i_{nn}}$ " " I_{np}, I_{nn}

Generalment, les fulles de característiques del fabricant inclouen les corbes de les densitats espectrals d'aquests generadors, juntament amb els valors més importants: f_{cv}, f_{ci}, etc...

Generalment es sol acceptar que $S_{i_{np}} = S_{i_{nn}}$ i s'anomena S_{i_n}

En les figures següents es mostren dues corbes característiques.





valors importants

Característiques tabulades d'alguns amplificadors:

	$\bar{e}_n$ (nV/$\sqrt{Hz}$)	f_{ce} (Hz)	$\bar{i}_n$ (pA/$\sqrt{Hz}$)	f_{ci} (Hz)
HA-909	7	100	0,2	2000
LT 1012	14	2,5	0,006	120
NE-5534A	4	100	0,4	200
OP-27/37	3	3	0,4	140
OP-07	10	10	0,1	50
OPA 101	8	100	0,002	—
PM 156	12	50	0,01	< 100
μA 741	20	200	0,55	2000

El valor de V_n i I_n per utilitzar en els càlculs s'obté integrant les densitats espectrals entre les freqüències de treball f_A i f_B.

$$V_n = \left(\int_{f_B}^{f_A} S v_n^2 (f) \, df \right)^{1/2}$$

$$I_n = \left(\int_{f_B}^{f_A} S i_n^2 (f) \, df \right)^{1/2}$$

El comportament de les densitats espectrals presenta dues zones ben diferenciades:

a) una primera, amb distribució $\frac{1}{f}$ fins una freqüència donada per f_{cv} per la tensió, i per f_{ci} pel corrent

b) Una segona zona amb distribució constant, a partir de les freq. de la zona anterior.

$$V_n = \left[\int_{f_B}^{f_A} \left(S v_n^2 + S v_n^2 \cdot \frac{f_{cv}}{f} \right) df \right]^{1/2} = S v_n \left[(f_A - f_B) + f_{cv} \ln\left(\frac{f_A}{f_B} \right) \right]^{1/2}$$

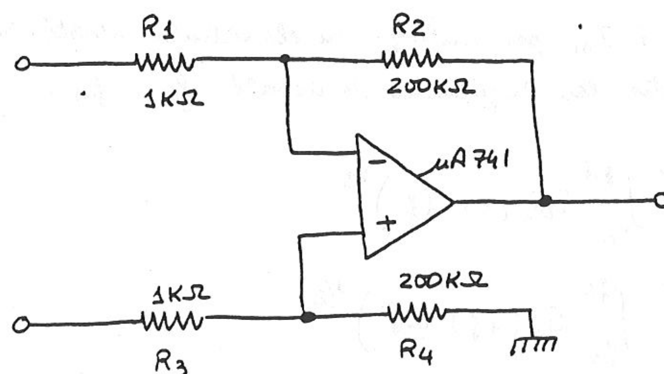
$$I_n = \left[\int_{f_B}^{f_A} \left(S i_n^2 + S i_n^2 \frac{f_{ci}}{f} \right) df \right]^{1/2} = S i_n \left[(f_A - f_B) + f_{ci} \ln\left(\frac{f_A}{f_B} \right) \right]^{1/2}$$

S'ha de notar que aquests valors estan donats en valors RMS. Si es vol obtenir el valor pic, s'ha de multiplicar pel factor de cresta.

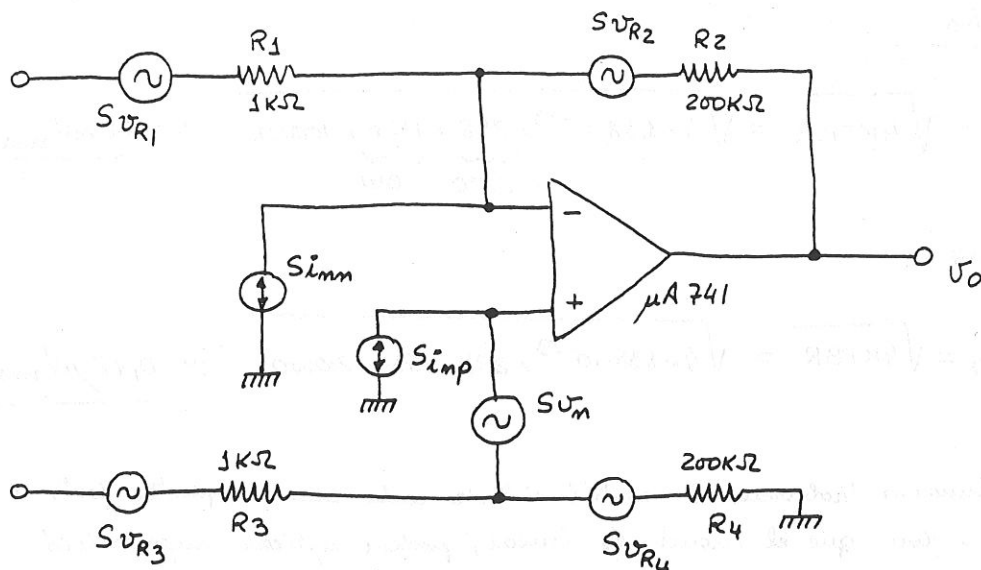
* Una vegada es tenen tots els generadors de soroll es pot calcular el soroll total a la sortida, i també es pot trobar el soroll equivalent a l'entrada, dividint el soroll a la sortida pel guany de l'amplificador.

Exemple

Calculeu el soroll total a la sortida i el soroll equivalent a l'entrada de l'amplificador diferencial següent, si es desitja un guany de tensió de 200 entre CC i 100 Hz amb l'OP-AMP μA741.



A partir del què hem vist fins ara, podem dibuixar un circuit equivalent amb totes les fonts de soroll.



L'amplada de banda equivalent d'aquest circuit de 1r ordre és:

$$NEB = 1{,}57 \cdot f_c = 1{,}57 \times 100\,Hz = 157\,Hz = f_H$$

$$f_L = 0\,Hz \xrightarrow{\sim} f_L = 0{,}01\,Hz \quad \text{(hem limitat la banda inferior a } 0{,}01\,Hz\text{)}$$

A partir d'aquí, ja podem calcular el valor eficaç de cada font; sabent que pel μA 741, $f_{cv} = 200\,Hz$, $f_{ci} = 2000\,Hz$, $Sv_n = 20\,nV/\sqrt{Hz}$ i $Si_n = 0{,}55\,pA/\sqrt{Hz}$

a) V_n

$$V_n = \sqrt{Sv_n^2 \left(f_{cv} \ln \frac{f_H}{f_L} + (f_H - f_L) \right)}$$

$$V_n = 20\,nV/\sqrt{Hz} \left[200 \cdot \ln \frac{157}{0{,}01} + (157 - 0{,}01) \right]^{1/2} = 914\,nV_{rms} \simeq 0{,}91\,\mu V_{rms}$$

b) I_n

$$I_n = \sqrt{Si_n^2 \left(f_{ci} \ln \frac{f_H}{f_L} + (f_H - f_L) \right)}$$

$$I_n = I_{nn} = I_{np} = 0{,}55\,pA/\sqrt{Hz} \left[2000 \ln \frac{157}{0{,}01} + (157 - 0{,}01) \right]^{1/2} = 76{,}76\,pA_{rms} \simeq 76{,}8\,pA_{rms}$$

c) $V_{R_1} = V_{R_3}$

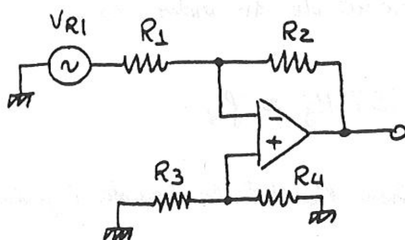
$$V_{R_1} = V_{R_3} = \sqrt{4KTBR} = \sqrt{4 \times 1{,}38 \cdot 10^{-23} \times \underbrace{298}_{25°C} \times \underbrace{157}_{BW} \times 1000\Omega} \simeq 51\ nV_{rms}$$

d) $V_{R_2} = V_{R_4}$

$$V_{R_2} = V_{R_4} = \sqrt{4KTBR} = \sqrt{4 \times 1{,}38 \cdot 10^{-23} \times 298 \times 157 \times 200.000} \simeq 0{,}72\ \mu V_{rms}$$

A continuació trobarem la contribució de cada una d'aquestes fonts a la sortida. Com que el circuit és lineal, podem aplicar superposició

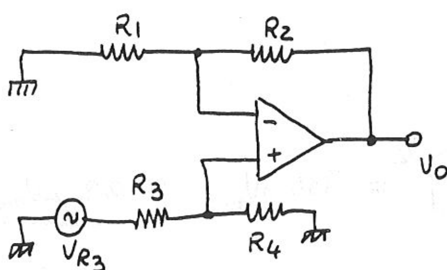
a) V_{R_1}



És veu clarament que és un amplificador inversor, i per tant,

$$V_o\Big|_{V_{R1}} = \frac{R_2}{R_1} \cdot V_{R_1} = \frac{200\,K\Omega}{1\,K\Omega} \cdot 0{,}051\,\mu V = 10{,}2\ \mu V_{rms}$$

b) V_{R_3}



Node V^+

$$\frac{V_{R3} - V^+}{R_3} = \frac{V^+ - 0}{R_4}$$

$$V_{R3} \cdot R_4 - V^+ R_4 = V^+ \cdot R_3$$

$$V^+ = \frac{R_4 \cdot V_{R3}}{R_3 + R_4} = V^-$$

Node V^-

$$\frac{0 - V^-}{R_1} = \frac{V^- - V_o}{R_2} \quad ; \quad -\frac{R_4 \cdot V_{R3}}{R_1 (R_3 + R_4)} = \frac{\frac{R_4 \cdot V_{R3}}{R_3 + R_4} - V_o}{R_2}$$

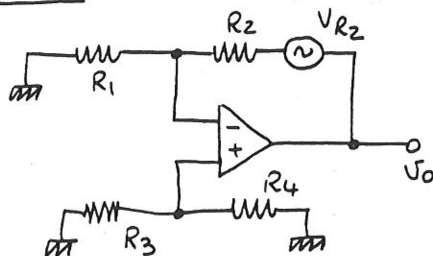
$$-\frac{R_2 R_4 V_{R3}}{R_1(R_3+R_4)} = \frac{R_4 \cdot V_{R3}}{R_3+R_4} - V_o$$

$$V_o = \frac{R_4 V_{R3}}{R_3+R_4} + \frac{R_2 R_4 V_{R3}}{R_1(R_3+R_4)}$$

$$V_o = \frac{R_4 \cdot V_{R3}(R_1+R_2)}{R_1(R_3+R_4)}$$

$$V_o\Big|_{V_{R3}} = \frac{200K \cdot 0{,}051\mu V\ (1K+200K)}{1K\ (1K+200K)} = \underline{10{,}2\ \mu V_{rms}}$$

c) V_{R2}



Node (V^-)

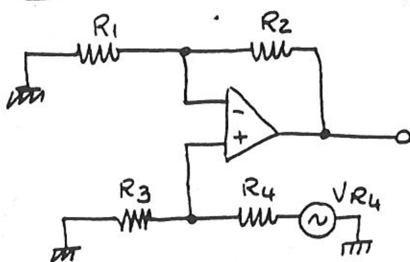
$$\frac{0-V^-}{R_1} = \frac{V^- - (V_{R2}+V_o)}{R_2}$$

com que $V^+ = 0V = V^-$, aleshores

$$-\frac{(V_{R2}+V_o)}{R_2} = 0 \rightarrow V_{R2} = V_o$$

$$V_o\Big|_{V_{R2}} = V_{R2} = 0{,}72\ \mu V_{rms}.$$

d) V_{R4}



Node (V^+)

$$\frac{0-V^+}{R_3} = \frac{V^+ - V_{R4}}{R_4}$$

$$-R_4 V^+ = R_3 V^+ - R_3 V_{R4}$$

$$V^+ = \frac{R_3}{R_3+R_4} \cdot V_{R4} = V^-$$

Node (V^-)

$$\frac{0-V^-}{R_1} = \frac{V^- - V_o}{R_2}$$

$$-\frac{R_3\,V_{R4}}{R_1\,(R_3+R_4)} = \frac{\frac{R_3 V_{R4}}{R_3+R_4} - V_o}{R_2}$$

$$-\frac{R_2 R_3\,V_{R4}}{R_1\,(R_3+R_4)} = \frac{R_3 \cdot V_{R4}}{R_3+R_4} - V_o$$

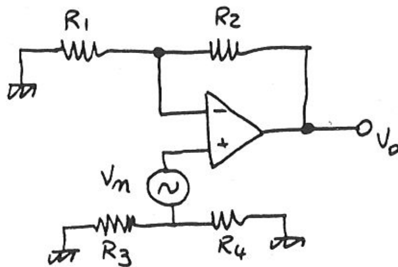
$$V_o = \frac{R_1 R_3 \cdot V_{R4}}{R_1\,(R_3+R_4)} + \frac{R_2 R_3 V_{R4}}{R_1\,(R_3+R_4)} = \frac{R_3 \cdot V_{R4}\,(R_1+R_2)}{R_1\,(R_3+R_4)}$$

en aquest cas concret que $R_1 = R_3$ i $R_2 = R_4$, obtenim

$V_o = V_{R4}$. per tant,

$$V_o\big|_{V_{R4}} = V_{R4} = \underline{0{,}72\,\mu V_{rms}}.$$

e) V_n



Com que $I_{np} = \phi$, aleshores

$V^+ = V_n = V^-$

Node (V^-)

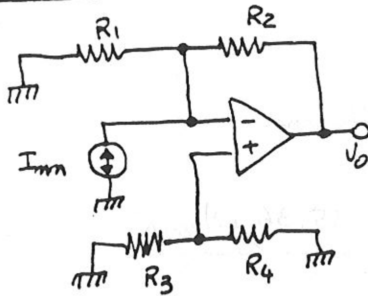
$$\frac{0-V^-}{R_1} = \frac{V^- - V_o}{R_2}$$

$$-V_n R_2 = V_n R_1 - V_o R_1$$

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_n$$

$$V_o\big|_{V_n} = \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\cdot V_n = \left(1+\frac{200K}{1K}\right)\cdot 0{,}91\,\mu V = \underline{183\,\mu V_{rms}}$$

f) I_{mn}



$$\frac{0-V^-}{R_1} + \frac{V_o - V^-}{R_2} + I_{mn} = 0$$

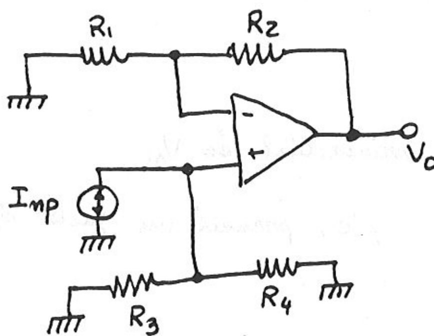
$$V^+ = V^- = 0$$

$$\frac{V_o}{R_2} = -I_{mn}$$

$$V_o = R_2 \cdot I_{mn}$$

$$V_o\big|_{I_{mn}} = 200.000 \cdot 76{,}8\ pA = \underline{15{,}36\ \mu V_{rms}}$$

g) I_{np}



Node (V^-)

$$\frac{0-V^-}{R_1} = \frac{V^- - V_o}{R_2}$$

Node (V^+)

$$\frac{0-V^+}{R_3} + \frac{0-V^+}{R_4} + I_{np} = 0$$

$$-R_4 V^+ - R_3 V^+ = -(R_3 R_4) \cdot I_{np}$$

$$V^+ = + \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \cdot I_{np} = V^-$$ Substituint en node (V^-)

$$\frac{-\frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} I_{np}}{R_1} = \frac{-\frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} I_{np} - V_o}{R_2}$$

$$-\frac{R_2 R_3 R_4}{R_3 + R_4} I_{np} = -\frac{R_1 R_3 R_4}{R_3 + R_4} I_{np} - R_1 V_o$$

$$-\frac{(R_1 R_3 R_4 + R_2 R_3 R_4)}{R_3 + R_4} \cdot I_{np} = -R_1 V_o$$

$$V_o = \frac{+R_3 R_4 \ (R_1 + R_2)}{R_1 \ (R_3 + R_4)} \ I_{up}.$$

En el nostre cas que $R_1 = R_3$ i $R_2 = R_4$, obtenim

$V_o = R_2 \cdot I_{up}$; $\quad V_o\Big|_{I_{up}} = 200.000 \cdot 76,8 \, pA = \underline{15,36 \, \mu V_{rms}}$

finalment, el soroll a la sortida serà:

$$V_o = \left(10,2^2 \mu V + 10,2^2 \mu V + 0,72^2 \mu V + 0,72^2 \mu V + 183^2 \mu V + 15,36^2 \mu V + 15,36^2 \mu V \right)^{1/2}$$

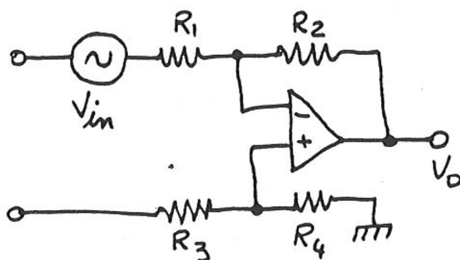
$$\boxed{V_{o_n} = 184,85 \, \mu V_{rms}}$$

Es veu clarament que la font de soroll primordial és V_n

Si volem obtenir el valor de soroll pic a pic, prenent un factor de cresta = 3

$$V_{o_n} = 184,85 \times 2 \times \underbrace{3}_{FC} \cong 1,11 \, mV_{pp}.$$

Podem substituir tots els components generadors de soroll pels seus ideals corresponents, afegint una font a l'entrada de valor:



$$G = \frac{R_2}{R_1} = \frac{200K}{1K} = 200$$

$$v_{i_n} = \frac{184,85 \, \mu V}{200} = 0,924 \, \mu V_{rms}$$

$$v_{i_n} = \frac{1,11 \, mV_{pp}}{200} = 5,55 \, \mu V_{pp}$$

En aquest circuit, V_{in} és l'única font de soroll del circuit

4.4.- TÈCNIQUES DE REDUCCIÓ DEL SOROLL

Tal com hem vist en els apartats anteriors, hi ha dues fonts de soroll:

1) Fonts Intrínseques, associades als propis components dels circuits.
2) Fonts Extrínseques, que introdueixen soroll al circuit des de l'exterior.

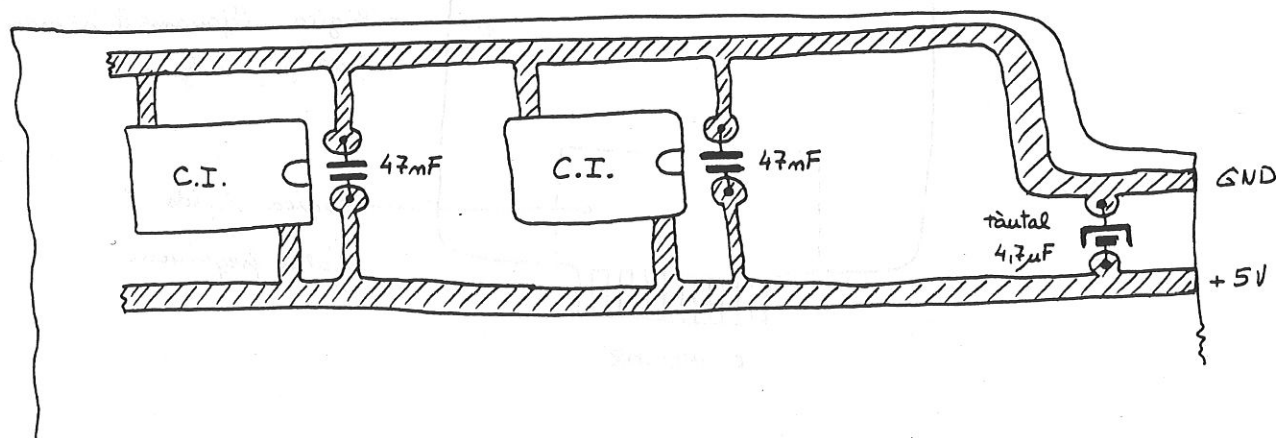
També hem vist que hi ha dues tècniques de reducció del soroll:

a) Reducció del soroll, tant en l'emissor com en el receptor, mitjançant tècniques de filtrat, apantallat, etc...
b) Extracció del soroll del senyal mitjançant tècniques de processat.

En aquest capítol només tractarem les tècniques compreses en l'apartat a).

4.4.1.- Soroll en els circuits digitals

La gran majoria de famílies lògiques treballen en commutació (ON-OFF). Si la freqüència de treball és elevada (temps de pujada i de baixada petits), els transistors commuten en un temps molt curt, i per tant originen un canvi sobtat en l'intensitat del corrent d'alimentació. En la pràctica, aquests consums impulsius es denoten per impulsos de soroll que es propaguen per les línies d'alimentació del circuit imprès. És important, doncs, filtrar aquest soroll d'alta freqüència amb condensadors de baixa capacitat, situats molt a prop dels mateixos xips. (Condensadors de desacoblament)



En la pràctica es disposaran condensadors de l'ordre de 47 nF al costat de cada circuit integrat per tal de filtrar el soroll d'alta freqüència de les línies d'alimentació. Al mateix temps es disposaran condensadors de tàntal, de valor comprès entre 1 μF i 10 μF entre les línies d'alimentació i massa, prop del connector de la tarja, per tal de filtrar el soroll de baixa freqüència i donar energia als condensadors de desacoblament.

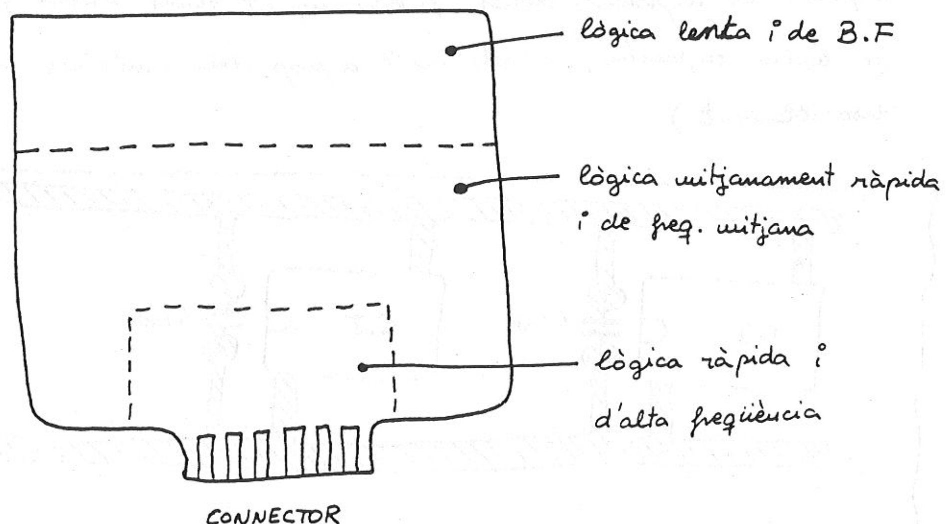
Nogensmenys important és parar molta atenció a les pistes que transporten el rellotge del sistema. Si aquestes pistes estan disposades de manera que formin bucles, el sistema es comportarà com una font emissora d'interferències.

4.4.2.- Soroll degut al disseny del circuit imprès

Además de les normes comentades en l'apartat anterior és molt important tenir en compte una sèrie de tècniques a l'hora de colocar els components dámunt la placa de circuit imprès i a l'hora de dissenyar les pistes del mateix circuit imprès, que ajudaran a reduir el soroll i les pertarbacions del circuit.

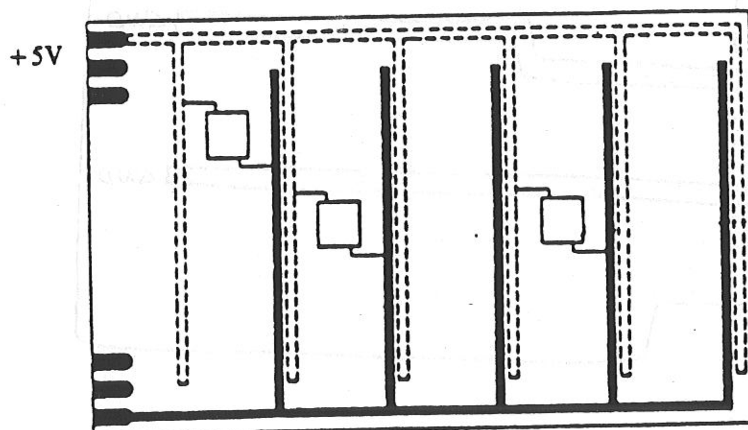
a) Separació de lògica per velocitats.

En circuits bicapa i amb connector, la implementació s'ha de realitzar de manera que la lògica més ràpida estigui el més propera possible al connector

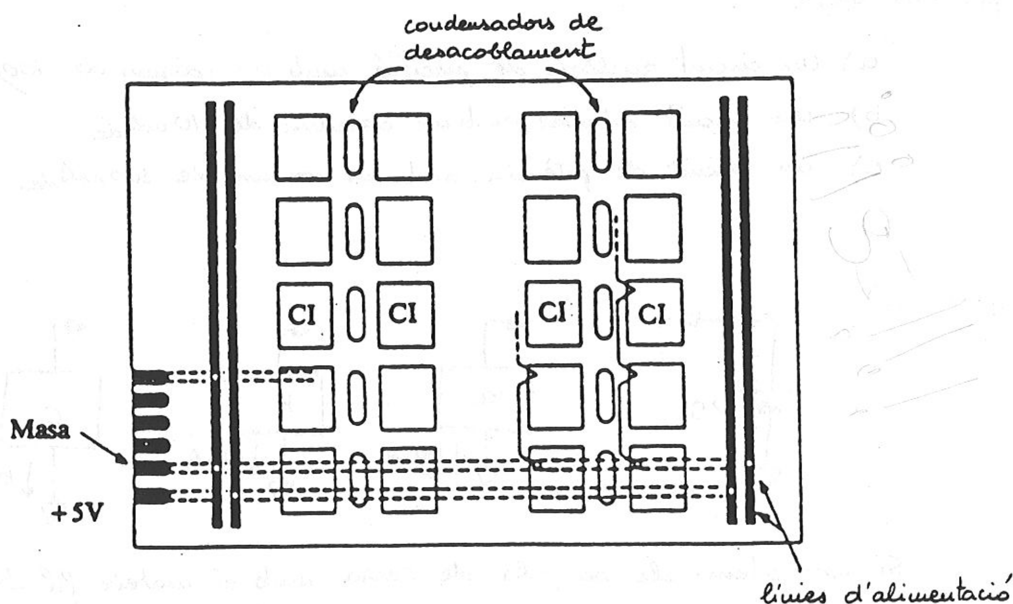


b) Disposició de les pistes d'alimentació

En els circuits de doble cara s'ha de parar atenció a la disposició de les pistes d'alimentació i de retorn de massa. En la figura següent es mostra una mala disposició, que origina una important inductància paràssita i diafonia entre els circuits integrats montats en la placa.



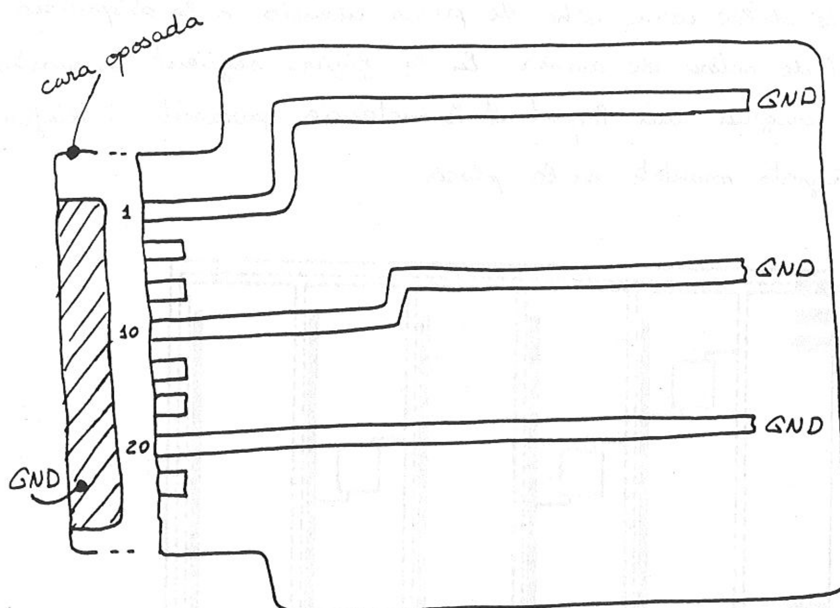
Una disposició preferible és la següent, en la qual les pistes són paral·leles per tal de formar una línia de transmissió de baixa impedància. D'aquesta manera es redueixen les impedàncies entre alimentacions i massa, i també es redueix la diafonia.



c) Disseny de pistes en circuits "ràpids"

En els circuits "ràpids" és aconsellable reservar un contacte del connector

de cada 10 contactes, per tal de ser connectats conjuntament a la cara oposada.



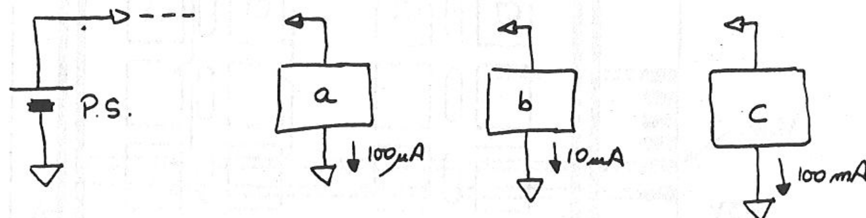
4.4.3.- Soroll degut als connexionats de terra

Suposem que en una tarja de C.I hi disposem un circuit electrònic constituït per tres blocs:

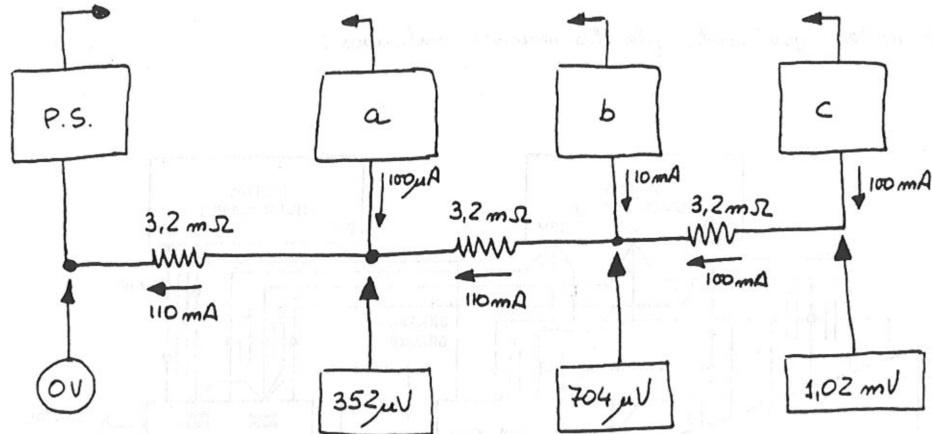
a) Un circuit analògic de precisió, amb un consum de $100\mu A_{dc}$

b) Un circuit digital, amb un consum de $10\,mA_{dc}$

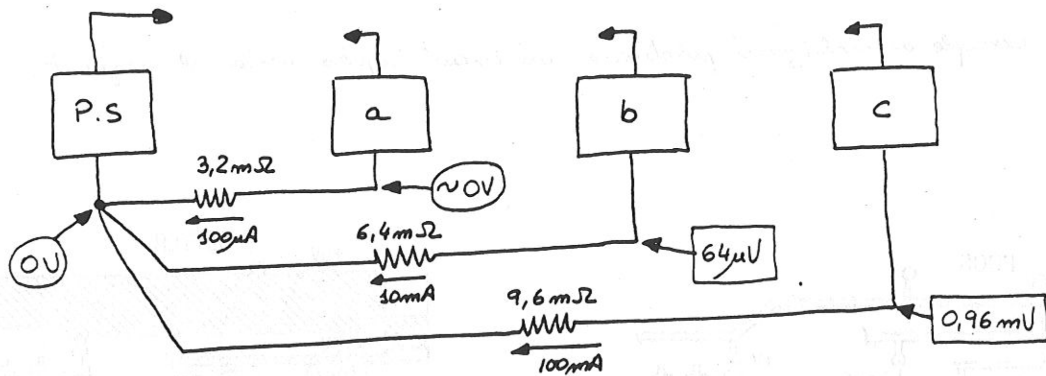
c) un circuit de potència, amb un consum de $100\,mA_{dc}$.



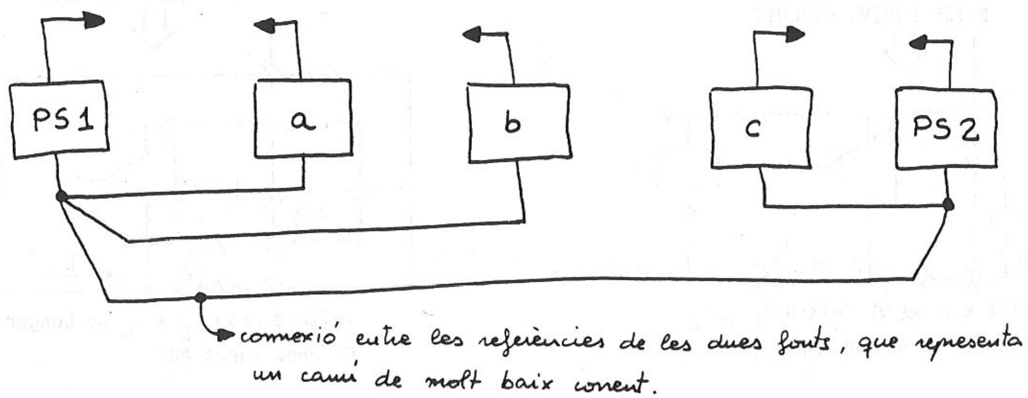
Si connectem els senyals de terra amb el mateix fil de retorn, i degut a la resistència d'aquest cable de retorn, s'originen unes tensions de soroll. Suposant un cable de retorn de petita resistència, i una longitud entre circuits de ≃ 15cm, es pot modelar el circuit següent:



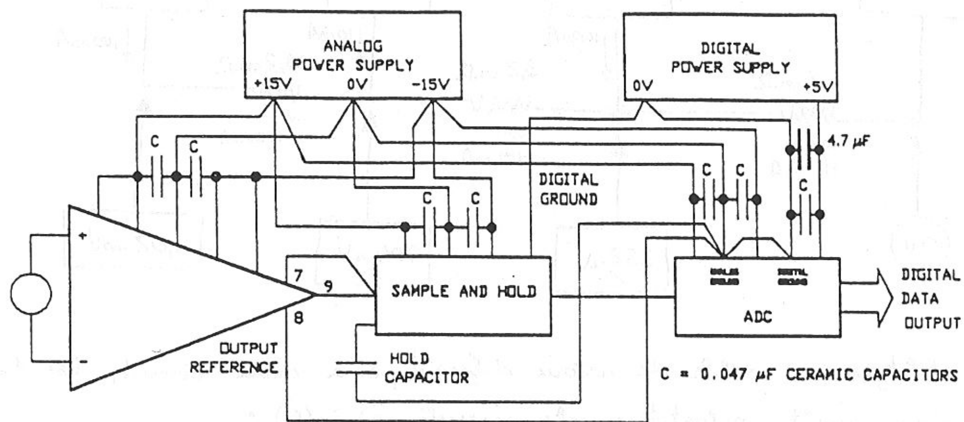
Si utilitzem un cable de retorn diferent per a cada circuit, les tensions d'error es redueixen molt, sobretot en els circuits ⓐ i ⓑ :



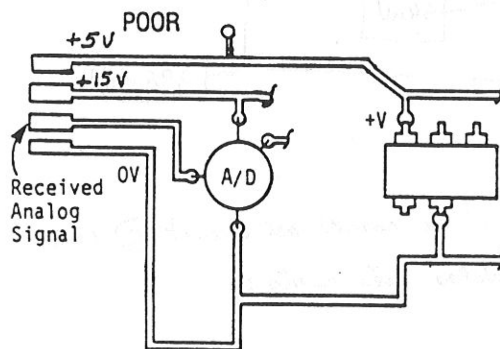
Una manera d'aconseguir una millor reducció de soroll pel circuit ⓒ seria alimentar-lo amb una segona font, i amb cables més curts :

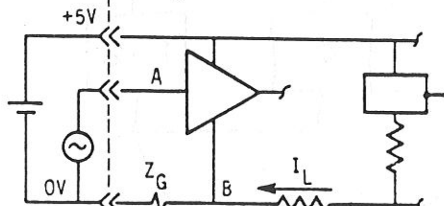


En la figura següent es pot veure el connexionat de l'alimentació en un circuit d'adquisició de dades que contempla les normes anteriors:

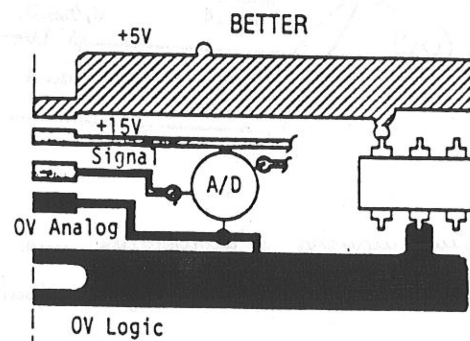


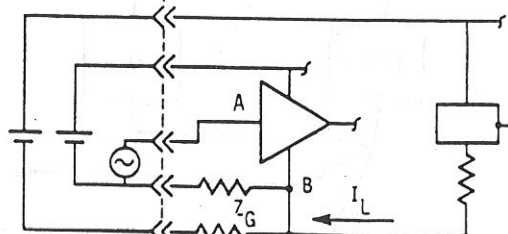
Un exemple de realització pràctica en un circuit imprès seria el següent:





Voltage Drop Of Pulsed I_L x G_Z Appears At Analog Ampl. Input AB





Voltage Drop I_L x Z_G No Longer Offends Input AB.

4.4.4.- Apantallaments i "Guards" (Guardes)

Bona part del soroll extrínsec és degut a acoblaments capacitius i inductius del nostre circuit amb fonts de soroll externs. On tenen més importància aquests acoblaments és en els cables d'alimentació i de senyal d'entrada al circuit

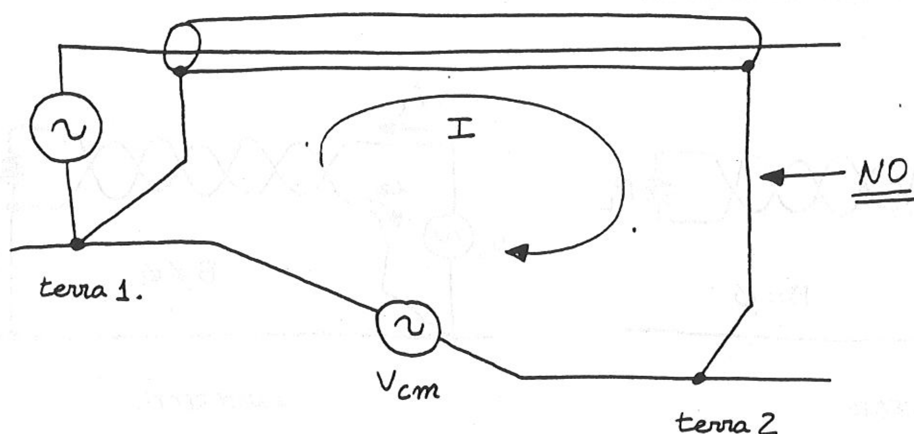
Els acoblaments capacitius originen uns corrents paràssits, que al circular per les impedàncies del circuit provoquen tensions de soroll.

Els acoblaments inductius provoquen directament tensions de soroll.

La millor manera de protegir un circuit contra acoblaments d'aquests tipus consisteix en "Blindar" el circuit, protegint-lo en l'interior d'una caixa metàl·lica connectada al terra (caixa de Faraday).

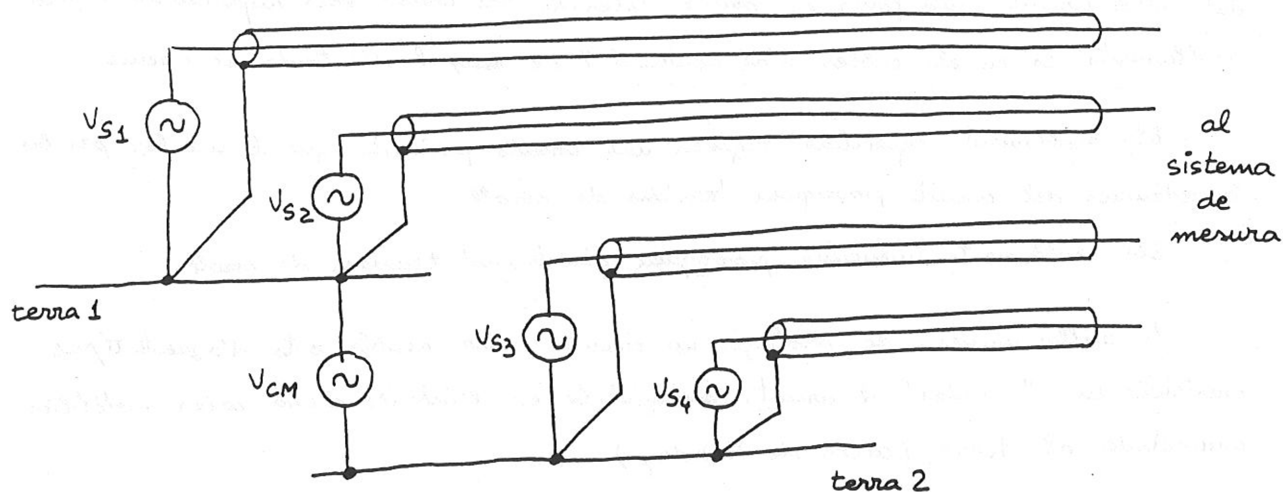
Malgrat això, els cables que serveixen per portar els senyals al circuit, i inclòs, els cables que serveixen per transportar els senyals d'un subcircuit a un altre, dintre el mateix xassís, estan sotmesos als acoblaments citats anteriorment.

La manera de protegir un cable de senyal contra acoblaments capacitius consisteix en apantallar-lo, evitant, però, bucles de corrent.



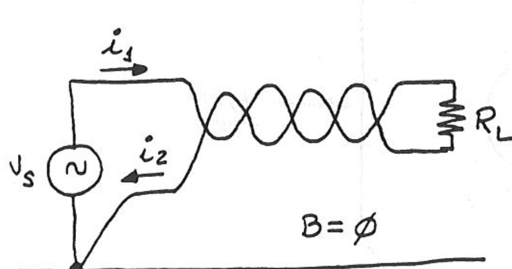
* No es pot connectar el blindatge a massa en més d'un punt. (la diferència de potencial entre les dues "masses" provocarà un corrent d'apantallament "I" que induirà una tensió de soroll en el conductor central mitjançant acoblament magnètic).

* Cada senyal hauria de tenir el seu blindatge connectat al seu propi potencial de referència.

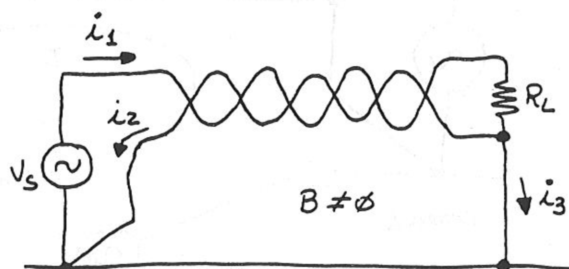


V_{CM} = potencial entre terres

La manera de protegir un cable de senyal contra acoblaments inductius consisteix en apartar-lo dels camps magnètics, i si no és possible, trenar el cable amb el seu corresponent cable de retorn (les intensitats són oposades), de manera que els efectes es vagin cancel·lant mútuament.



CORRECTE



INCORRECTE

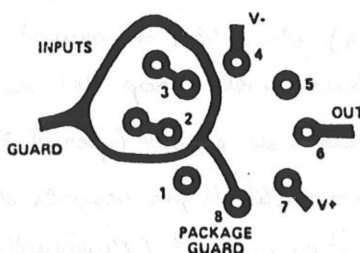
(es forma un llaç de terra)

"GUARDING"

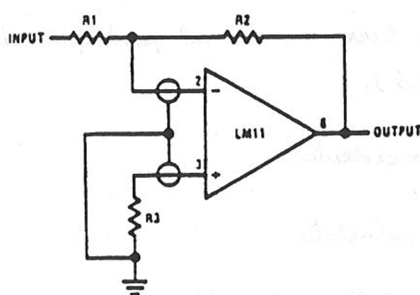
El guarding és una tècnica utilitzada per prevenir corrents de fuites de corrent altern i continu des de zones del circuit degradades. Els "guards" són unes

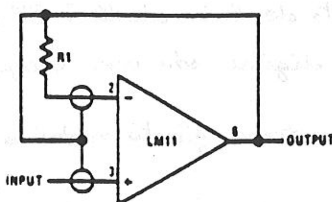
superfícies conductores col·locades, usualment tancades, al voltant de les entrades o altres punts d'un circuit que és sensible als pics de corrent. El guard condueix fins a un potencial que està molt proper al voltatge que ha de protegir. Si el guard està proper al lloc de les fuites de corrent, aquestes seran absorbides pel guard. Si el guard està al mateix potencial que el punt a protegir, no hi han fuites de corrent entre aquests punts.

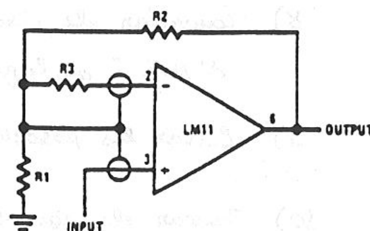
La figura següent mostra la disposició d'un "guard" en un circuit imprès per un circuit integrat amb càpsula TO-99. L'anell de guard ha d'estar en els dos costats del circuit imprès.



Les figures següents mostren les connexions de "guard" d'entrada per diferents aplicacions amb amplificadors operacionals.







a. Amplificador Inversor. b. Seguidor. c. Amplificador No Inversor.

4.4.5.- Sumari de les tècniques de reducció de soroll

a) Eliminació del soroll en la font

1) Tancar la font de soroll en un recinte connectat a terra.
2) Limitar els temps de pujada i baixada dels impulsos (el més lents possible)
3) Les bobines i relés han de disposar de circuits supressors de transitoris
4) Enrotllar entre sí i apantallar els cables que transportin soroll.
5) Connectar a terra els dos extrems de l'apantallament utilitzat per suprimir les interferències de radiació.

b) Eliminació del soroll acoblat

1) Enrotllar entre sí (trenar) els cables de senyal de baix nivell
2) Disposar els cables de baix nivell prop del xassís.
3) Trenar i apantallar els cables de senyal (per A.F. es pot utilitzar cable coaxial)
4) L'apantallament dels cables utilitzats per senyals de baix nivell i B.F. s'ha de connectar a terra únicament en un punt (l'apantallament del cable coaxial utilitzat per A.F. s'ha de connectar a terra pels seus dos extrems).
5) Quan en un mateix connector s'han de connectar un cable de senyal de baix nivell, i un cable "sorollós", cal separar-los per una entrada del connector a terra.
6) Els cables de "terra" han de ser el més curts i el menys resistius possible.
7) Separar els cables "sorollosos" dels que no ho són.
8) Connectar els circuits de baix nivell i BF a terra en un sol punt (els circuits d'A.F. i de lògica digital són una excepció).
9) Evitar les posades a terra qüestionables o accidentals.
10) Tancar els equips sensibles en recintes apantallats
11) Filtrar o desacoblar els cables d'entrada als recintes que continguin equips sensibles.
12) Mantenir els cables de senyals el més curts possible.
13) Mantenir els troços de cable més enllà de l'apantallament el més curts possible.
14) Utilitzar línies de distribució d'alimentació de baixa impedància.
15) Evitar els bucles de terra en els circuits de baix nivell i B.F.

c) Reducció del soroll en el receptor

1) Limitar l'ample de banda al mínim necessari.
2) utilitzar els resistors de valor més baix possible.
3) Si la impedància de font es pot modificar, utilitzar la mínima possible.
4) Escollir adequadament els dispositius actius
   - Si els resistors han de ser de valor elevat degut a que fan falta impedàncies d'entrada elevades, els dispositius hauran de tenir corrents de polarització molt baixos (operacionals amb entrada FET).
   - Si els resistors no són de valor gaire elevat, cal escollir dispositius amb poca tensió de soroll (operacionals amb entrada BJT).

5) Desacoblar les fonts d'alimentació amb condensadors de tàntal (1-10μF) en paral·lel amb condensadors ceràmics (10-100 nF).

6) Disposar línies de terra separades pels diferents circuits, i unir-les només en un punt: el connector d'alimentació de la tarja.

7) Traçar adequadament les línies d'alimentació, de manera que formin una línia de transmissió de baixa impedància.

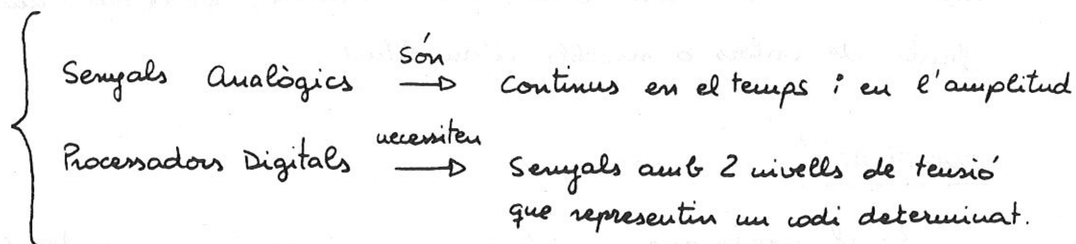
8) utilitzar recintes apantallats
9) utilitzar circuits de "guard" sempre que sigui possible.

d) Guia per controlar les emissions en circuits digitals

1) Minimitzar la inductància de terra utilitzant un pla de massa o una graella de massa.
2) Disposar condensadors de desacoblament, del mínim valor possible, al costat mateix de cada C.I. (les línies d'alimentació entre el C.I i els condensador seran en línia recta).
3) Utilitzar condensadors de desacoblament de tàntal per recarregar els condensadors individuals de desacoblament de cada C.I.
4) Totes les entrades no utilitzades de les portes lògiques s'han de connectar a GND o a Vcc segons convingui.
5) Evitar que les línies de rellotge originin bucles o àrees tancades.
6) Disposar els circuits i cables de rellotge lluny dels cables d'E/S.
7) Disposar tota la circuiteria d'E/S el més a prop possible del lloc per on els cables d'E/S entren al sistema.
8) Utilitzar la mínima freqüència de rellotge possible, així com els temps de pujada i baixada més lents que sigui possible.

Capítol 5.- Conceptes fonamentals en adquisició de senyals

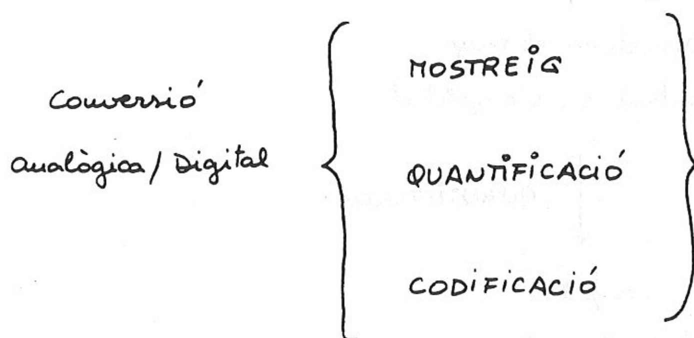
El condicionament dels senyals els prepara per l'etapa següent, que sol ser un processador digital.



La Conversió analògica/Digital s'encarrega de convertir un tipus de senyal en un altre, conservant la informació.

(Idealment → a partir del senyal digital hauria de ser possible reconstruir el senyal original.)

Es pot analitzar considerant 3 processos



MOSTREIG

a partir del senyal d'entrada, continu en el temps i en l'amplitud, el mostreig obté un senyal discret en el temps, i continu en amplitud, és a dir, una sèrie temporal.

El mostreig és un procés lineal
No és exclusiu de la conversió CAD. → també es troba en sistemes de multiplexat per divisió del temps (TDM) etc.

QUANTIFICACIÓ

És una operació NO-LINEAL, que converteix un senyal d'amplitud contínua en una altra d'amplitud discreta, és a dir, amb un nombre finit de valors o nivells d'amplitud.

CODIFICACIÓ

És el procés que consisteix en assignar una paraula (o una combinació) d'un codi digital a cada un d'una sèrie de nivells de tensió discrets.

Senyal
Continu en el temps
Continu en l'amplitud

MOSTREIG

Senyal
Discret en el temps
Continu en l'amplitud

QUANTIFICACIÓ

Senyal
Discret en el temps
Discret en l'amplitud

CODIFICACIÓ

Senyal
Digital
Codificat

En aquest capítol s'exposen breument els fonaments teòrics d'aquests tres processos:

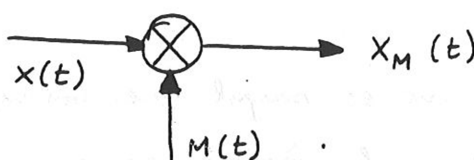
5.1.- MOSTREIG DE SENYALS

El mostreig, com ja s'ha dit, és un procés lineal mitjançant el qual es transforma un senyal continu en el temps i de banda limitada, en una successió (contínua) de valors d'amplitud en instants discrets, que constitueixen l'anomenat senyal mostrejat o sèrie temporal.

Aquesta transformació es pot fer de distintes formes, però el més habitual és que el senyal mostrejat estigui format pels valors del senyal original en instants de temps equidistants. Aleshores es parla de mostreig uniforme.

5.1.1.- MOSTREIG IDEAL UNIFORM

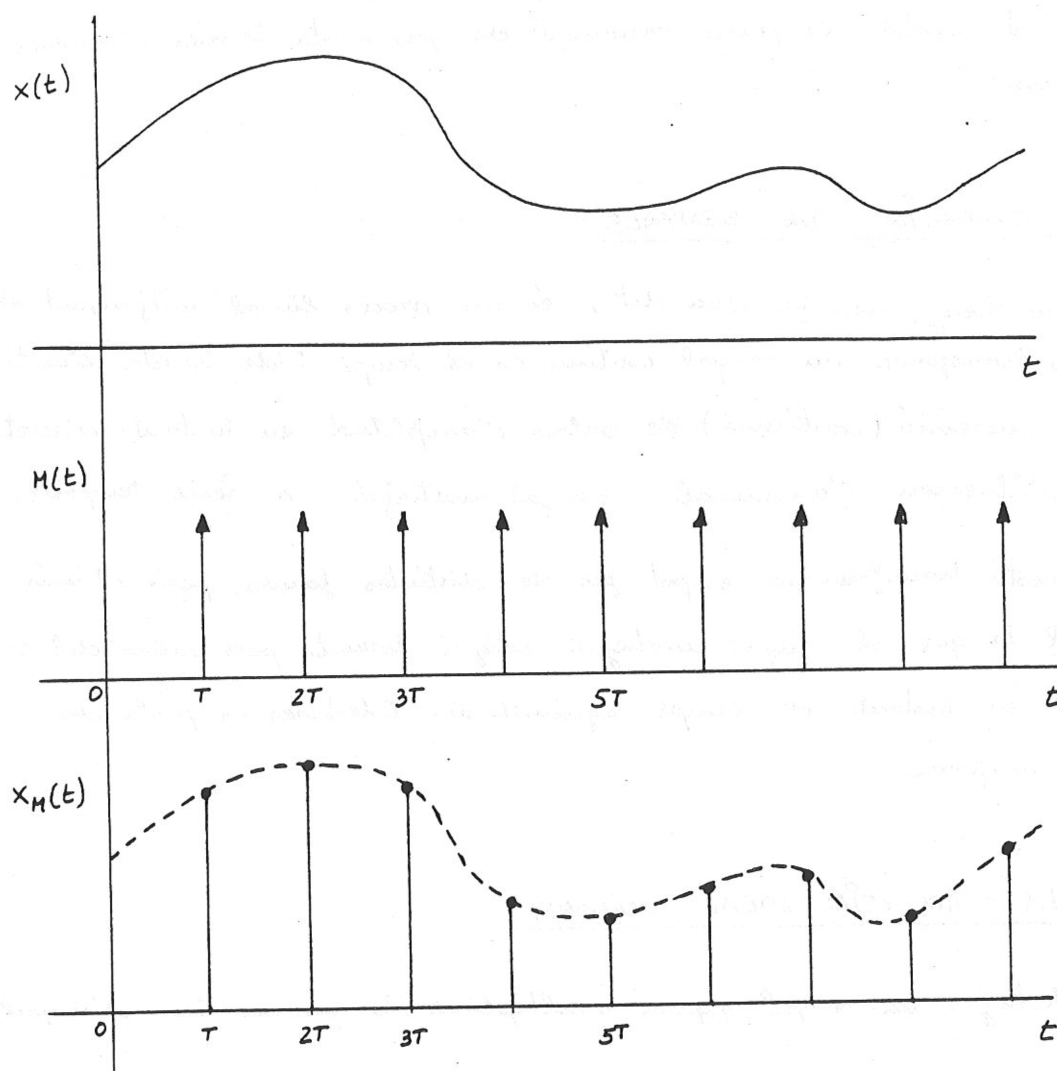
Mostrejar un senyal suposa multiplicar-lo per un tren d'impulsos



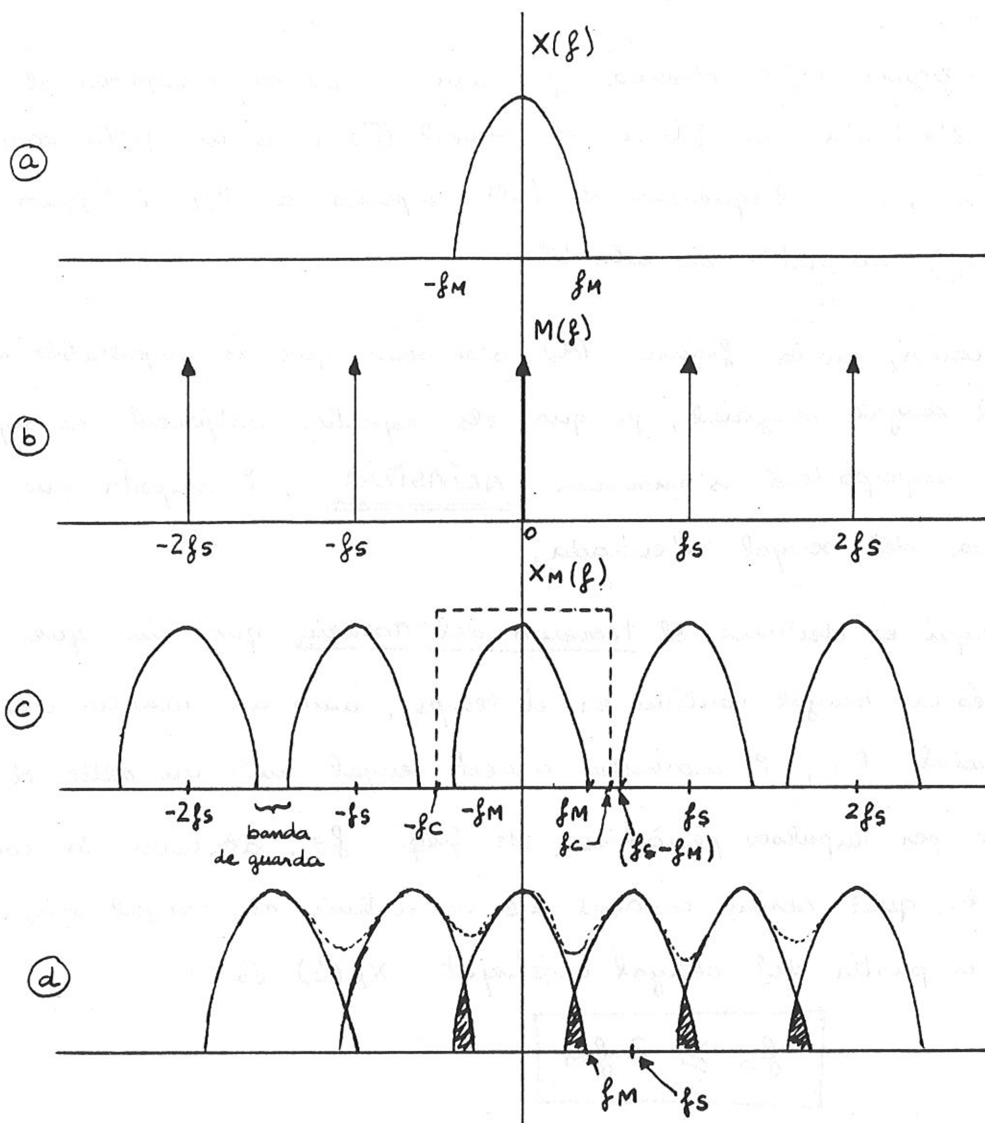
* quan aquests impulsos [M(t)] són ideals (amplada = 0) aleshores el mostreig és <u>ideal</u>.

* quan els impulsos són equidistants, el mostreig és <u>uniform</u>

El resultat és un senyal com l'indicat en la figura així següent:



Si suposem que el senyal que volem mostrejar, $x(t)$ és de banda limitada, amb màxima component freqüencial f_M i mínim $\emptyset$, és a dir, que la màxima freqüència que forma $x(t)$ és f_M, aleshores les transformades de Fourier d'aquest senyal, del senyal modulador $M(t)$ i del resultat final $x_M(t)$ estan representades en la gràfica següent :



* Si el senyal d'entrada és continu i està limitat en freqüència, en la fig ⓐ s'observa la seva transformada de Fourier. La màx. freq. del senyal d'entrada és f_M

* En la fig ⓑ es veu la transform. de Fourier del senyal mostrejador M(t). (impulsos)
La freqüència del mostreig és f_s

* El senyal mostrejat s'observa en les figures ⓒ i ⓓ.
cas ⓒ La freqüència de mostreig f_s és superior a $2f_M$
cas ⓓ " " " " " és inferior a $2f_M$

De la figura ⓒ s'observa que som capaços de recuperar el senyal d'entrada si filtrem el senyal ⓒ amb un filtre passa-baixos ideal, amb una freqüència de tall superior a f_M i inferior a $(f_S - f_M)$ → ratlla de color blau.

En canvi, en la figura ⓓ observem que és impossible reconstruir el senyal original, ja que els espectres adjacents es superposen. Aquesta superposició s'anomena ALIASING, i comporta una pèrdua definitiva del senyal d'entrada.

D'aquí es dedueix el teorema del Mostreig que diu que si $x(t)$ és un senyal continu en el temps, amb un màxim component freqüencial f_M, i mostrejem aquest senyal amb un altre $M(t)$ format per impulsos periòdics, de freq. f_S, aleshores la condició sota la qual serem capaços de reconstruir el senyal original $x(t)$ a partir del senyal mostrejat $x_M(t)$ és

$$\boxed{f_S \geq 2 f_M}$$

S'ha d'observar que en el cas que $x(t)$ sigui una ona sinusoïdal pura, de freq $= f_M$, aleshores la condició es converteix en:

$$\boxed{f_S > 2 f_M}$$

donat que podriem estar mostrejant (per casualitat) justament en els passos per zero del senyal si $f_S = 2 f_M$.

Aquest teorema també s'anomena Teorema del Mostreig o Teorema de Nyquist i la mínima freq. del senyal mostrejador $f_S = 2 f_M$ també s'anomena Freqüència de Nyquist i el periode $T_S = \frac{1}{f_S} = \frac{1}{2 f_M}$ s'anomena Periode de Nyquist.

La banda de freqüències compresa entre f_M i $(f_S - f_M)$ s'anomena "<u>BANDA DE GUARDA</u>" (Guard Band) i és

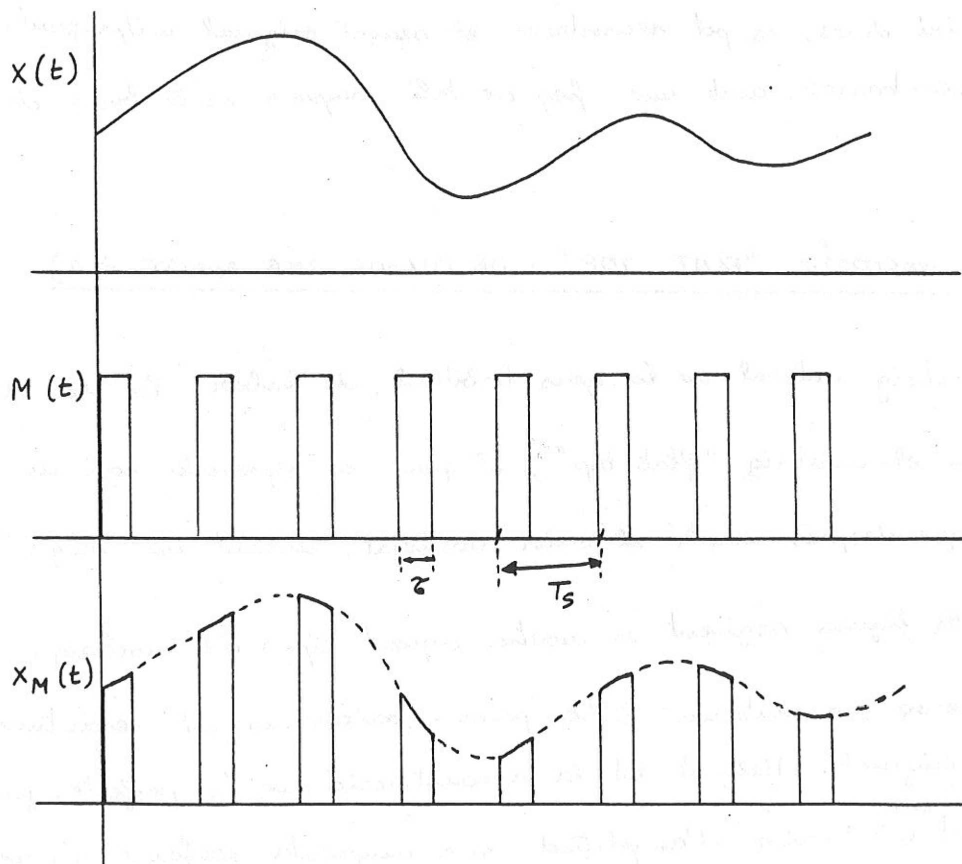
ϕ si $f_S = 2f_M$

$>\phi$ si $f_S > 2f_M$

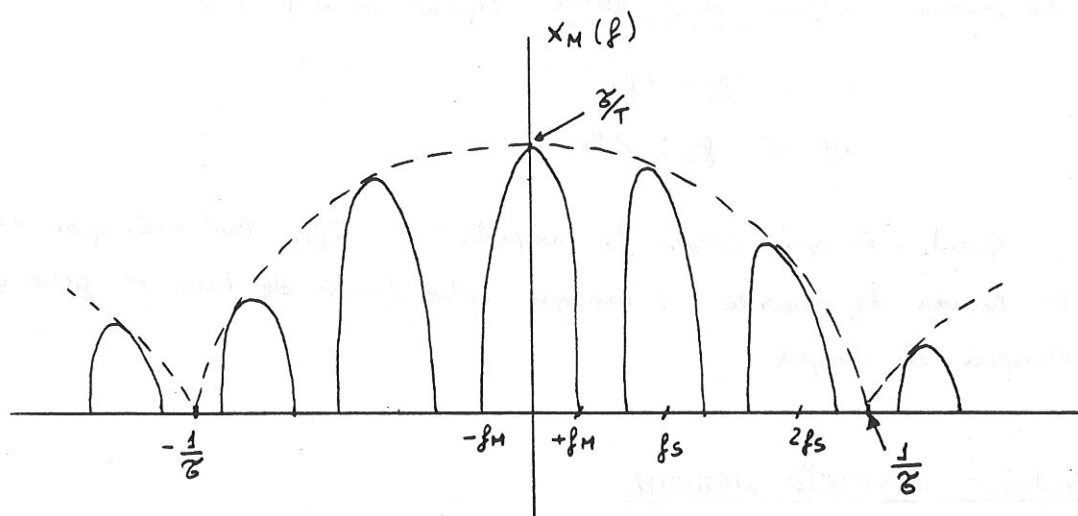
Quant més gran sigui f_S respecte de $2f_M$ tant més gran serà la banda de guarda, i menys ordre haurà de tenir el filtre que recuperi el senyal.

5.1.2.- MOSTREIG NATURAL

En la pràctica és impossible aconseguir un senyal de mostreig com el del capítol anterior. En realitat, el senyal mostrejador serà un tren d'impulsos d'amplitud unitat, durada finita τ i període T_S



L'espectre del senyal mostrejat presenta la forma següent:



aquí s'observa que l'espectre del senyal original es repeteix multiplicant cada terme per una constant que segueix la funció "sinc." ($\frac{\sin x}{x}$)

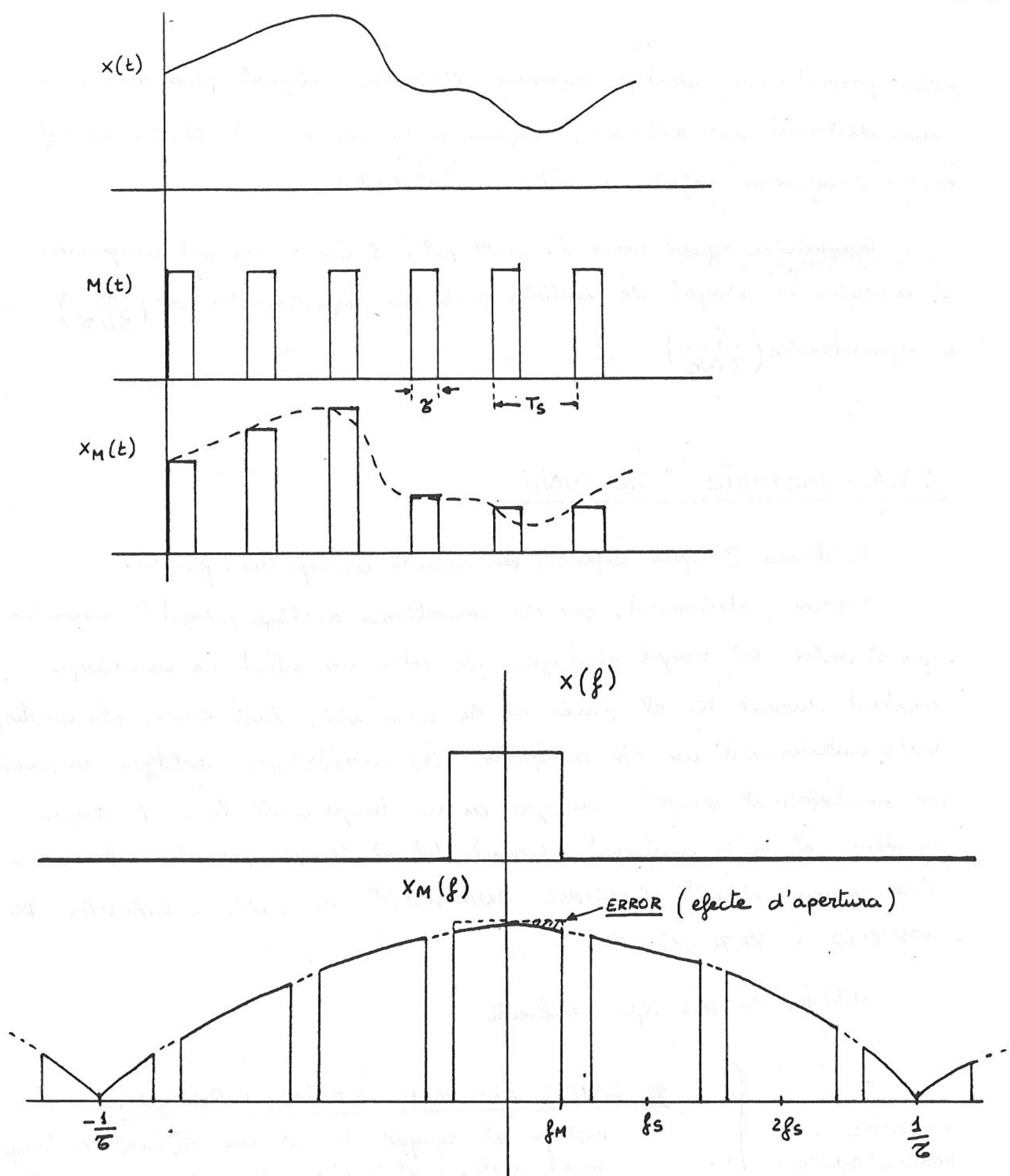
Així doncs, es pot reconstruir el senyal original mitjançant un filtre passa-baixos, amb una freq de tall compresa en la banda de guarda.

5.1.3.- MOSTREIG "FLAT TOP" (DE PULSOS AMB SOSTRE PLA)

El mostreig natural no és gens habitual de trobar. En lloc d'aquest s'utilitza el mostreig "flat top", el qual es representa com un mostreig ideal, que després manté el valor mostrejat durant un temps τ

En la figura següent es mostra aquest tipus de mostreig.

S'observa que amb un filtre passa-baixos es pot reconstruir el senyal original. Malgrat tot la reconstrucció no és perfecte, ja que es comet un error d'amplitud que augmenta conforme augmenta la freq del senyal d'entrada, i és màxim en $f = f_M$.



Per observar l'error suposem que l'espectre de $x(t)$ és un rectangle.

L'espectre del senyal mostrejat $X_M(f)$ té la forma del dibuix inferior, on s'observa que cada component freqüencial està multiplicat per una funció SINC. Així doncs, si fem passar el senyal mostrejat per un

filtre passa-baixos ideal, recuperem l'espectre original però amb una petita distorsió als extrems, deguda a la forma del SINC. Aquest error s'anomena efecte d'apertura o d'obertura.

Tanmateix, aquest error és molt petit i només es pot compensar si coneguem el senyal de sortida amb un equalitzador de $\left(\frac{x}{\sin x}\right)$ o equalitzador $\left(\frac{1}{\text{SINC}}\right)$.

5.1.4.- MOSTREIG i RETENCIÓ

Existeixen 2 tipus diferents de circuits mostrejadors pràctics

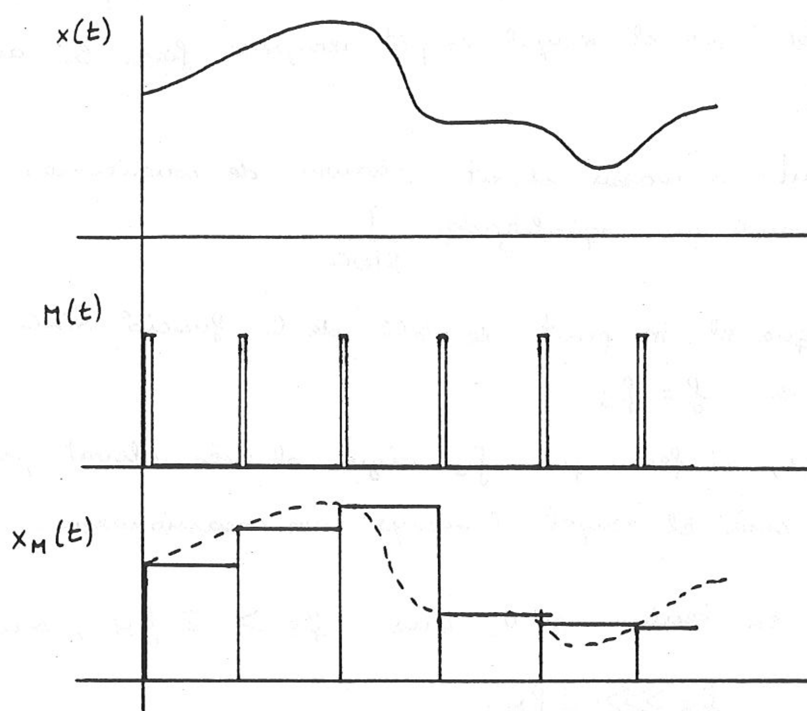
Veurem, posteriorment, que els convertidors analògic/digital necessiten que el valor del senyal analògic que estan convertint es mantingui constant durant tot el procés de la conversió. Així doncs, els mostrejadors vistos anteriorment no són adequats. Els circuits que realitzen el procés de mostrejar el senyal analògic en un temps molt breu, i després mantenir el valor mostrejat durant tot el temps que duri la conversió s'anomenen circuits "SAMPLE AND HOLD" és a dir "CIRCUITS DE MOSTREIG i RETENCIÓ".

N'hi ha de dos tipus diferents:

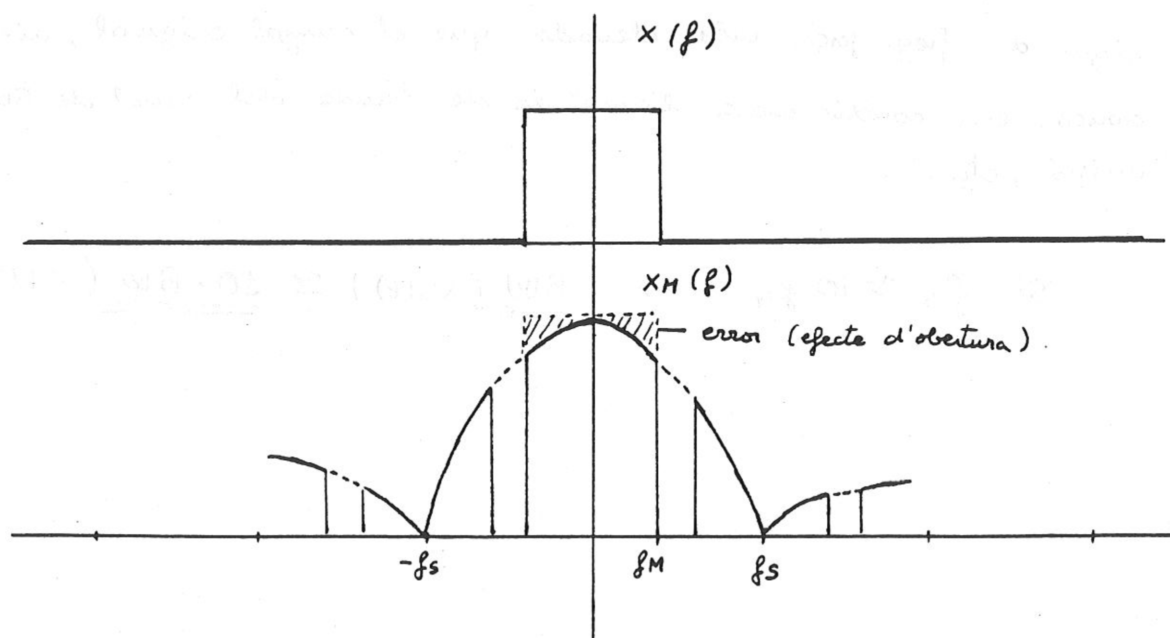
CIRCUITS MOSTREJADORS PRÀCTICS:

* SAMPLE AND HOLD (Mostreig i Retenció).
  Mostreja el senyal durant un intèrval de temps molt curt, i el manté fins el proper mostreig
* TRACK AND HOLD (Seguiment i Retenció)
  Segueix el senyal d'entrada durant tot el temps excepte quan està retenint, que manté l'últim valor mostrejat

Els circuits mostrejadors més habituals en adquisició de senyals són els de mostreig i retenció



En la figura següent es veu la resposta d'un circuit d'aquest tipus a un senyal d'entrada d'espectre pla i rectangular.



S'observa que l'espectre del senyal mostrejat és molt semblant al del mostreig FLAT TOP, amb la diferència que el punt de tall de la funció SINC amb l'eix és, ara, molt més a prop, f_s en lloc de $1/\tau$.

D'aquesta manera que s'observa que l'error és més important que el cas anterior, tot i que el senyal es pot recuperar força bé amb un filtre passa-baixos.

Si l'error produit és massa elevat s'haurà de condicionar el senyal de sortida amb un equalitzador $\frac{1}{SINC}$

→ S'observa que el punt de tall de la funció SINC amb l'eix és en $f = f_s$

Així doncs, si fem que f_s sigui el més elevat possible, més pla serà el senyal, i menys error ocasionarem.

Per tant, no en tenim prou que $f_s > 2 f_M$, sinó que interessa que $f_s \ggg 2 f_M$.

Un valor habitual sol ser $\boxed{f_s \simeq 10 f_M}$

* aquest augment de f_s comporta, però, que el senyal mostrejat sigui de freq. força més elevada que el senyal original, així doncs, ens condicionarà l'amplada de banda del canal de transmissió, etc....

$$\text{Si } f_s \simeq 10 f_M \longrightarrow \underline{BW}(x_M(t)) \simeq \underline{10 \cdot BW}(x(t))$$

5.2.- QUANTIFICACIÓ

La quantificació consisteix en representar un senyal mitjançant una sèrie finita de nivells d'amplitud o d'estats de sortida.

Mostreig → procés lineal

Quantificació → procés no lineal.

En adquisició de senyals, la quantificació la realitza el C.A/D.

5.2.1.- Quantificació uniforme

En la figura següent es representa un procés de quantificació uniforme

Valors d'entrada entre 0 i $q/2$ → se'ls assigna el nivell o estat 1

" $q/2$ i $3q/2$ → " " " " 2

etc ....

a l'últim estat els correspon els següents valors d'entrada.

$$\left(2^n - \frac{3}{2}\right) q \le x \le \left(2^n - \frac{1}{2}\right) q$$

on "n" és el valor de l'últim nivell o estat.

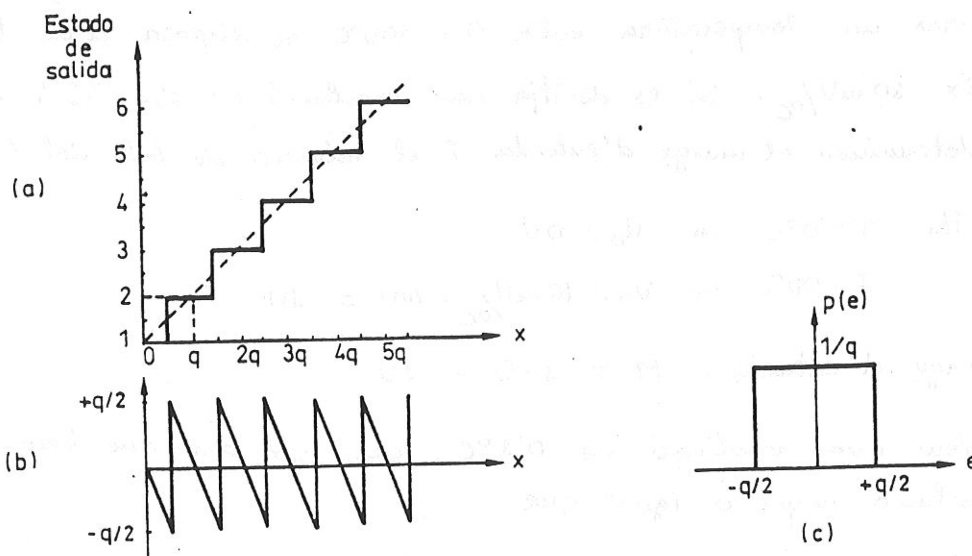


Figura 4.8 (*a*) Cuantificación lineal. (*b*) Error de cuantificación y (*c*) su función de densidad de probabilidad.

q = intèrval de quantificació

El nombre d'estats de sortida expressat en bits (n) determina la <u>resolució del quantificador</u>

n = número de bits ; $2^n = N$ = nombre d'estats

Resolució = n bits

La diferència entre el major i el menor número acceptats a l'entrada es denomina <u>MARGE D'ENTRADA</u> (M)

En la quantificació uniforme, q es ctant en tot el marge M i s'obté.

$$q = \frac{M}{2^n}$$

en aquest cas tenim ($2^n - 1$) punts de decisió en el marge M per assignar un estat al senyal d'entrada.

<u>Exemple</u>

Per mesurar una temperatura entre 0 i 100°C es disposa d'un transductor que ofereix 10 mV/°C. Si es desitja una resolució de 0,1 °C i sortida digital, determinen el marge d'entrada i el número de bits del CAD.

Per $T = 0°C \rightarrow V_0 = 0V$

$T = 100°C \rightarrow V_0 = 10 mV/_{°C} \times 100 = 1V$

Marge d'entrada, $M = 1 - 0 = 1V$.

Si volem una resolució de 0'1°C, això vol dir que hem de tenir una resolució major o igual que

$$0{,}1°C \times 10\ mV/_{°C} = 1\ mV.$$

En definitiva, el nombre de bits serà

$$\frac{1V}{2^n} \leq 1mV \qquad \frac{\log_{10} 1000}{\log_{10} 2} = \log_2 1000 = n$$

$$2^n \geq \frac{1V}{1mV} = 1000 \qquad ; \quad n = 9{,}96$$

per tant, podem agafar $n = 10$ bits

fa falta un ADC de 10 bits

ERROR DE QUANTIFICACIÓ

La quantificació introdueix inevitablement un error.

Si intentem reconstruir el senyal d'entrada obtenim la corba en escala del 1r dibuix. El màxim error comès es $e_a \leq \pm \frac{q}{2}$, i la seva evolució es mostra en la figura b).

Si tots els valors del marge M tenen la mateixa probabilitat, l'error de quantificació es pot interpretar com si el senyal d'entrada tingués superposat un soroll aleatori amb una funció de densitat de probabilitat rectangular com es veu en la figura c), i que s'anomena SOROLL DE QUANTIFICACIÓ

El valor eficaç d'aquest soroll és

$$V_{n\,rms} = \frac{q}{2\sqrt{3}}$$ (valor eficaç del soroll de quantificació)

$$\pm \frac{q}{2}$$ (error de quantificació)

(com sempre, és el límit o error màxim)

així doncs, l'acció del quantificador es pot descriure en termes de relació senyal / soroll (S/N). És sol donar en valor eficaç i en dB.

Exemple

Calculem la relació S/N d'un senyal sinusoidal amb amplitud compresa entre 0 i $(2^n - \frac{1}{2})q$.

$$\text{Valor}^2_{rms} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} (2^n - \tfrac{1}{2})^2 q^2 \sin^2\alpha \, d\alpha = (2^n - \tfrac{1}{2})^2 \frac{q^2}{2}$$

(Potència sobre un resistor d'1 Ω)

així doncs, la relació senyal/soroll serà:

$$S/N = \frac{(2^n - \frac{1}{2})^2 \frac{q^2}{2}}{q^2/12} = 6(2^n - \tfrac{1}{2})^2$$

quan n és prou gran, aleshores

$$S/N \simeq 6 \times 2^{2n}$$

$$S/N\,(dB) = 10 \log 6 + 20n \log 2 = 7{,}78 + 6{,}02\,n \quad dB$$

Aquest exemple anterior és vàlid per senyals sinusoïdals, l'amplitud de pic dels quals es correspongui amb el marge d'entrada del quantific.

Per senyals de menor amplitud, la relació S/N serà més petita.

així doncs → interessa amplificar els senyals d'entrada, de manera que la seva amplitud es correspongui amb el marge d'entrada del convertidor A/D.

5.2.2.- Quantificació no-uniforme

La quantificació uniforme no és sempre la millor elecció.

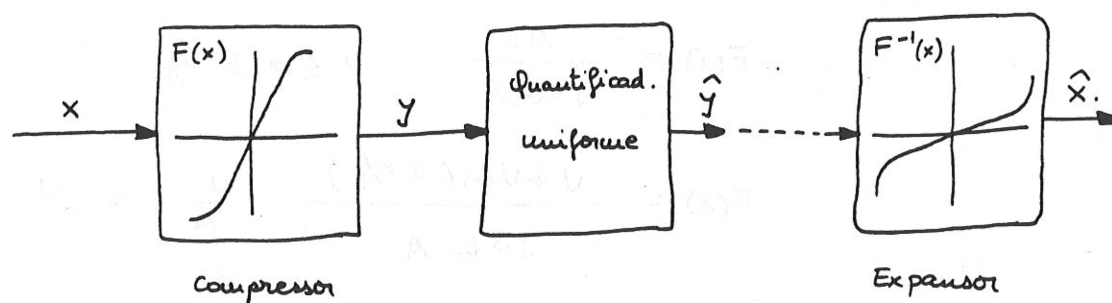
error absolut → constant

error relatiu → molt més gran per les amplituds d'entrada petites.

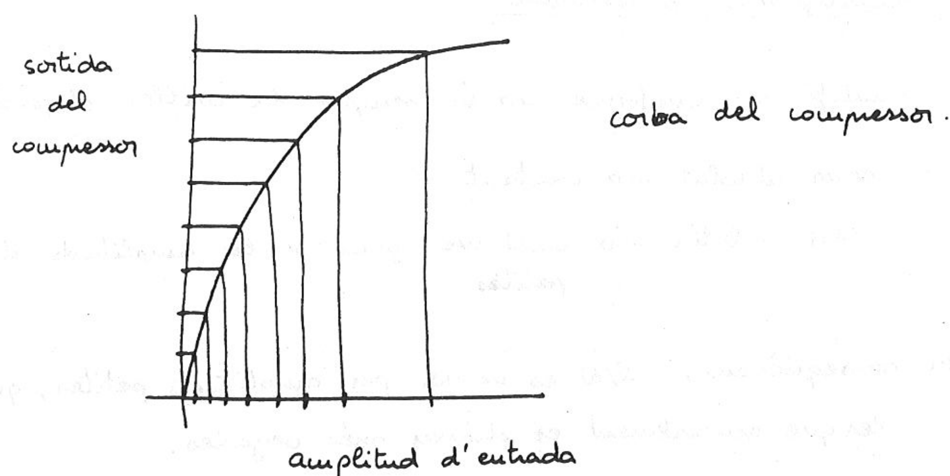
→ en conseqüència, S/N es menor per amplituds petites, que són les que generalment es donen més vegades.

Si es vol mantenir constant la relació S/N en un ampli marge d'amplituds (quantificació robusta), aleshores es pot variar, per exemple, l'interval de quantificació proporcionalment a l'amplitud d'entrada.

El model del quantificador no uniforme és:



Consisteix en comprimir el senyal d'entrada de manera no lineal (per exemple, un amplificador logarítmic). A continuació passa per un quantificador uniforme. A la sortida se li aplica se li aplica un senyal invers al compressor, de manera que recuperem el senyal d'entrada.



s'utilitzen 2 tipus de compressors

1) Sistemes PCM d'EEUU, Canadà i Japó, utilitzen la llei μ

$$F(x) = V \, \frac{\ln(1+\mu|x|/V)}{\ln(1+\mu)} \cdot \operatorname{sgn} x$$

7 bits, $\mu = 100$
8 bits, $\mu = 255$

2) Sistemes PCM d'Europa, normes CCITT, utilitzen la llei A

$$F(x) = \frac{Ax}{1+\ln A} \qquad 0 \le x \le \frac{V}{A}$$

$$F(x) = \frac{V + V\ln(Ax/V)}{1+\ln A} \qquad \frac{V}{A} \le x \le V$$

7 bits, $\rightarrow$ $A = 87{,}6$

5.3. – CODIFICACIÓ

La codificació és el procés de representar de forma biunívoca cada un dels estats de sortida del quantificador per un símbol elegit d'un alfabet finit.

Quan l'alfabet consta només de les xifres ϕ i 1, i la posició de cada xifra dins d'un nombre es correspon amb una potència entera de 2, aleshores es parla de codis binaris. Cada xifra o digit binari s'anomena BIT

5.3.1.- Codis binaris unipolars

Els codis binaris unipolars s'utilitzen per representar quantitats unipolars, és a dir, amb un sol signe

Els codis unipolars més comuns són : codi binari natural
codi NBCD
codi gray

Codi binari natural

Cada bit correspon a una potència successiva de 2, d'acord amb la seva posició en el número.

Si un nombre té n xifres, aleshores

$$D_{n-1}\, D_{n-2} \cdots D_1 D_0 = D_{n-1} \times 2^{n-1} + D_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \cdots + D_1 \cdot 2^1 + D_0 \cdot 2^0$$

$$D_{n-1} = MSB$$

$$D_0 = LSB$$

amb n bits es poden representar 2^n valors diferents, entre el ϕ i el $(2^n - 1)$.

En el cas dels ADC i DAC es sol posar el valor en funció de V_{FE}

així doncs

$$D_{n-1} D_{n-2} \cdots D_1 D_0 = V_{FE} \left(D_{n-1} \cdot 2^{-1} + D_{n-2} \cdot 2^{-2} + \cdots + D_1 \cdot 2^{1-n} + D_0 \cdot 2^{0-n} \right)$$

d'aquesta manera $MSB = V_{FE} \cdot 2^{-1}$

$LSB = V_{FE} \cdot 2^{-n}$

Si la tensió de fons d'escala és V_{FE}, la tensió V_0 corresponent a una paraula de n bits donada $D_{n-1} D_{n-2} \cdots D_1 D_0$ serà

$$V_0 = V_{FE} \sum_{i=0}^{n-1} \frac{D_i}{2^{n-i}}$$

això vol dir que $V_0 = V_{FE}$ només si $n = \infty$

altrament, es té

$$V_{màx} = V_{FE} \left(1 - \frac{1}{2^n} \right)$$

5.3.2.- Codis binaris bipolars

La representació digital de quantitats que poden prendre valors positius o negatius ha de tenir en compte el signe.

Signe → 2 valors (+, −)

es pot utilitzar un bit per representar-lo

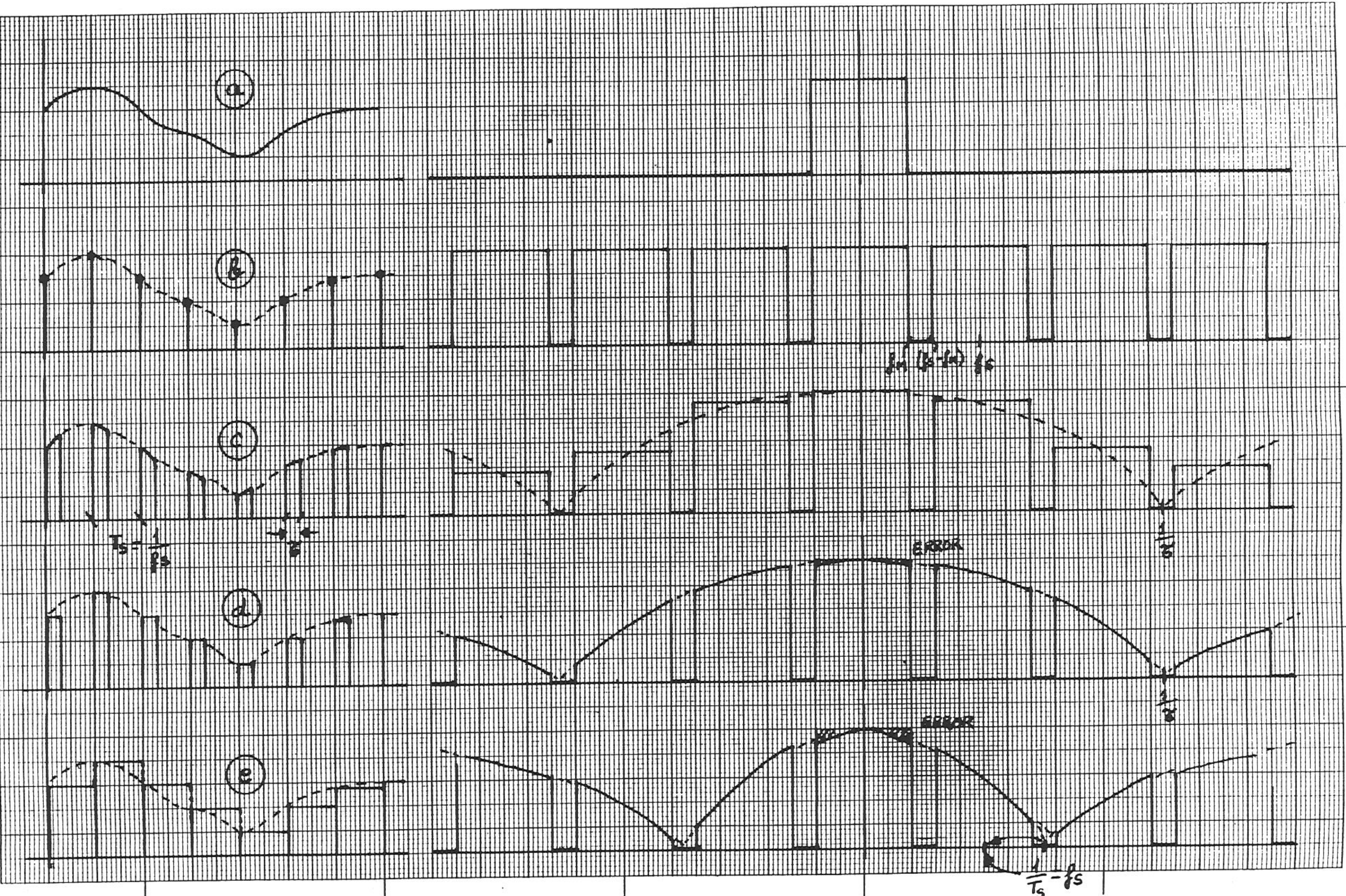
→ s'utilitza el MSB.

Diferents codis bipolars: Codi binari amb complement a 2

Codi " " " a 1

Codi " decalat

Codi " amb signe afegit


a
b
c
d
e
ERROR
ERROR

CAPÍTOL 6.- L'ETAPA FRONTAL EN L'ADQUISICIÓ DEL SENYAL

El condicionament dels senyals dels sensors els prepara per a la conversió A/D, considerant un o varis dels aspectes següents:

marge d'amplituds
ample de banda
compatibilització de connexions
adaptació d'impedàncies
desplaçament de nivells
conversió entre dominis analògics
linealització
correcció de derives
etc.

Malgrat això, els senyals obtinguts després del condicionament no sempre es poden aplicar directament al CAD. Molts dels CAD necessiten que el senyal es mantingui constant durant tot el procés de conversió, i si el senyal que pretenem convertir presenta una variació més ràpida que la permesa pel CAD, farà falta posar-li al davant un circuit que prengui mostres del senyal i les mantingui durant tot el temps de conversió (amplificador de mostreig i retenció - sample and hold S/H).

D'altra banda, si tenim en compte la ràpida velocitat de conversió d'alguns CAD, i la relativa lentitud de la majoria de magnituds físiques que es mesuren, es pot pensar en dissenys on molts canals analògics comparteixin un mateix convertidor. Els elements utilitzats per la multicanalització són els multiplexors. En aquest cas, i per tal d'aprofitar al màxim el marge dinàmic del CAD quan el marge d'amplituds dels senyals d'entrada és dispar, es disposa un amplificador de guany programable (AGP) entre el multiplexor i el CAD.

6.1.- Multiplexat per divisió del temps (TDM)

Consisteix en assignar un recurs comú (en aquest cas un CAD o un processador digital) successivament a varis canals d'entrada.

És realitza mitjançant
- relès
- interruptors analògics.

Relès: es prefereixen quan:

a) fa falta que l'interruptor tingui una resistència molt petita en estat de conducció

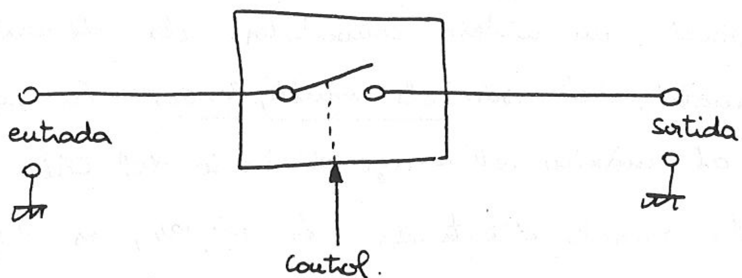
b) les tensions a manejar superin els ±15V.

c) les tensions a manejar siguin de l'ordre dels mV o menors.

En tots els altres casos es prefereixen els interruptors analògics.

6.1.1.- Interruptors analògics

Un interruptor analògic consisteix en un transistor, normalment d'efecte de camp (FET), que es porta a tall o a saturació mitjançant un senyal de control digital.



6.1.1.1.- L'interruptor ideal i l'interruptor real

Interruptor ideal: Segons el senyal de control.

- es tanca immediatament
- la tensió de sortida és idèntica a la d'entrada
- s'obre immediatament
- provoca un aïllament total entre l'entrada i la sortida.

No hi ha cap dispositiu electrònic que funcioni d'aquesta manera

En la figura següent es presenta el model elèctric d'un interruptor analògic real, obert i tancat, tant en contínua com en alterna, quan es tracta d'un transistor FET.

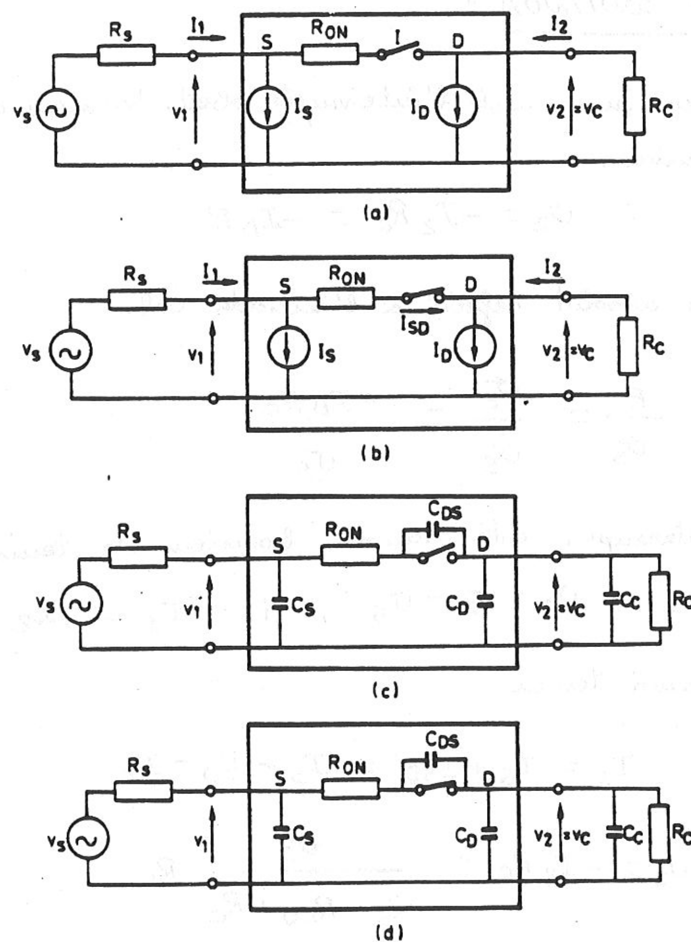


Figura 5.2 Modelos eléctricos para un interruptor real basado en un transistor FET. (*a*) En continua, abierto. (*b*) En continua, cerrado. (*c*) En alterna, abierto. (*d*) En alterna, cerrado. El valor de C_D y C_S depende del estado del interruptor (abierto/cerrado).

L'adició de tots els elements indicats permet considerar l'interruptor I com ideal.

I_S = corrent de fuites del sortidor.
I_D = " " " " drenador
R_{ON} = resistència entre drenador i sortidor en estat de conducció
C_S = capacitat d'entrada (inclou la capacitat del cable).
C_D = " de sortida
C_{DS} = " entre drenador i sortidor
R_S = resistència de la font
R_C = " de càrrega.

ERRORS EN CONTÍNUA:

En contínua, amb l'interruptor obert, hauríem de tenir $v_2 = 0$, i en canvi tenim:

$$v_2 = -I_2 R_C = -I_D R_C$$

i l'error absolut referit a l'entrada val.

$$\frac{E}{v_S} = \frac{v_2}{v_S} = \frac{-I_D R_C}{v_S}$$

Si l'interruptor està tancat, hauríem de tenir

$$v_2 = v_1 = v_S \quad , \quad i \quad I_1 = I_2$$

i en canvi tenim

$$I_1 = I_S + I_{SD} = I_S + I_D - I_2$$

$$v_2 = -I_2 R_C \simeq \frac{v_S}{R_S + R_{ON} + R_C} R_C$$

i l'error relatiu val

$$e_r \simeq \frac{v_2 - v_S}{v_S} = \frac{-(R_S + R_{ON})}{R_S + R_{ON} + R_C}$$

Exemple

Un commutador analògic amb $I_S = I_D = 1\,nA$ i $R_{ON} = 100\,\Omega$ es disposa en un circuit amb $V_S = 1\,V$ contínua, $R_S = 50\,\Omega$ i $R_C = 1\,M\Omega$. Calculen els errors amb l'interruptor obert i tancat:

a) Interruptor obert:

$$\frac{E}{V_S} = \frac{-I_D R_C}{V_S} = \frac{10^{-9} \times 10^{6}}{1} = -0{,}001 = -0{,}1\,\%$$

b) Interruptor tancat

$$e_r(V_2) = \frac{V_2 - V_S}{V_S} = \frac{-(R_S + R_{ON})}{R_S + R_{ON} + R_C} = \frac{-(50+100)}{50+100+10^{6}} = -0{,}15\,\%$$

Malgrat que el senyal sigui continu, donat que es produeix una commutació, s'han de tenir en compte les capacitats paràsites del commutador i de la càrrega. Aquestes capacitats afecten el temps de resposta (temps d'establiment o settling time) a l'obrir i tancar l'interruptor.

Al Tancar l'interruptor, $C_e = C_D + C_C$ es carrega a través de R_{ON} i R_S

A l'Obrir l'interruptor, C_e es descarrega a través de R_C

* En general, si es desitja que la sortida de l'interruptor hagi assolit un valor que no difereixi del valor final en més d'un ε % quan l'entrada aplicada es constant, s'ha d'esperar un temps

$$t_\Delta = \tau \ln \varepsilon$$

on $\tau = RC$

→ En un Sistema d'Adquisició de Dades l'error acceptable de tots els elements es sol referir a l'error del CAD del sistema.

Així doncs, si es desitja que la sortida no difereixi del valor final en més de l'error màxim de quantificació, per un CAD de "n" bits tenim

$$\varepsilon = \frac{q/2}{2^n q} = \frac{1}{2^{n+1}}$$

i el temps que haurem d'esperar, després de la commutació (settling time) serà

$$t_\Delta = 0{,}7\,\tau\,(n+1)$$

ERRORS EN ALTERNA : Quan el senyal d'entrada a l'interruptor és altern, s'han de tenir en compte les capacitats paràsites de l'interruptor i de la càrrega.

Aquestes capacitats afecten
- temps de resposta obertura i tancament
- aïllament entrada/sortida amb l'interruptor obert.

En el cas que el sistema compleixi que:

$$\omega \tau \ll 1$$

on ω = pulsació del senyal d'entrada
τ = constant RC de l'interruptor

el criteri $t_\Delta = \tau \ln \varepsilon$ és suficient

La presència de C_{DS} implica que quan l'interruptor està obert, hi ha una caiguda de tensió en R_C

$$v_C \simeq v_S \frac{j\omega R_C C_{DS}}{1 + j\omega R_C (C_C + C_{DS})}$$

on $\omega = 2\pi f$; f = freq. del senyal.

L'aïllament dels interruptors es sol donar en decibels

$$A = 20 \log \left| \frac{v_C}{v_S} \right|$$

aquest aïllament es redueix a mesura que augmenta la freqüència del senyal d'entrada.

VELOCITAT DE COMMUTACIÓ:

En un interruptor real hi ha un retard desde que es dóna l'ordre (en forma de senyal digital) fins que s'aconsegueix la situació final del canal.

Donat un senyal d'entrada constant v_S, es defineix.

t_C (t_{ON}) → temps entre l'instant en que el senyal de control passa pel 50% del seu valor final i l'instant en que la sortida assoleix el 90% del valor final, per una impedància de càrrega concreta

t_C (t_{OFF}) → temps entre el 50% del senyal de control i l'instant en que la sortida assoleix el 90% del valor que tenia anteriorment, per la mateixa càrrega de referència.

6.1.1.2.- Tipus d'interruptors analògics

Els interruptors analògics generalment es realitzen amb transistors FET, actuant drenador i font com a contactes, i la porta com a entrada de control.

En la figura següent es mostra la conductància del canal en funció de la tensió porta-font per distints tipus de transistors FET.

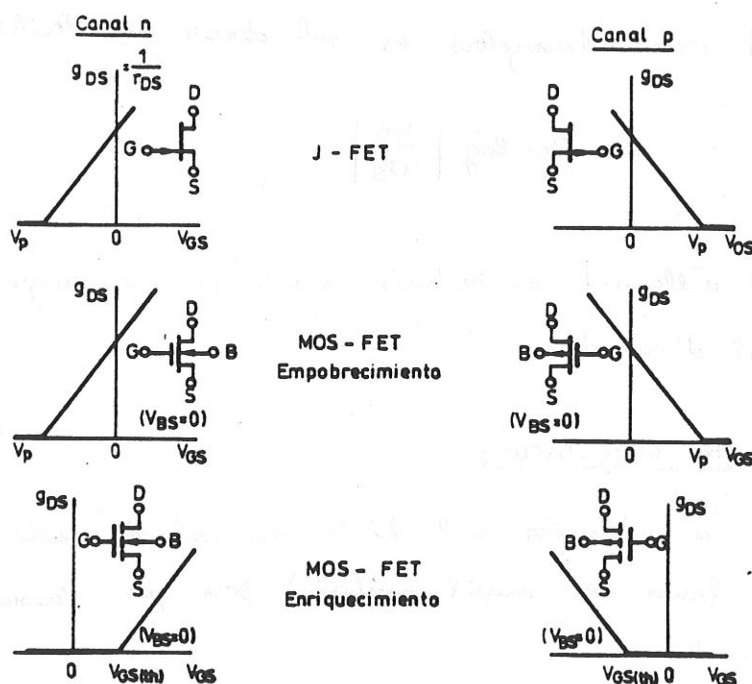


Figura 5.4 Conductancia del canal en función de la tensión puerta-surtidor para transistores FET de distintos tipos. g_{DS}: conductancia drenador-surtidor; v_p: tensión de corte («pinch-off»); v_{GSth}: tensión umbral puerta-surtidor. (Documentación Siliconix, Inc.)

Podem veure que la resistència del canal depen del senyal d'entrada. Canal p → resistència disminueix a l'augmentar la tensió de font, i a l'inversa si és de canal N.

Un interruptor CMOS consisteix en la connexió en paral·lel d'un transistor MOS de canal N i un altre de canal P. Amb aquesta connexió s'aconsegueix que la resistència del canal sigui bastant independent de l'amplitud de la tensió d'entrada.

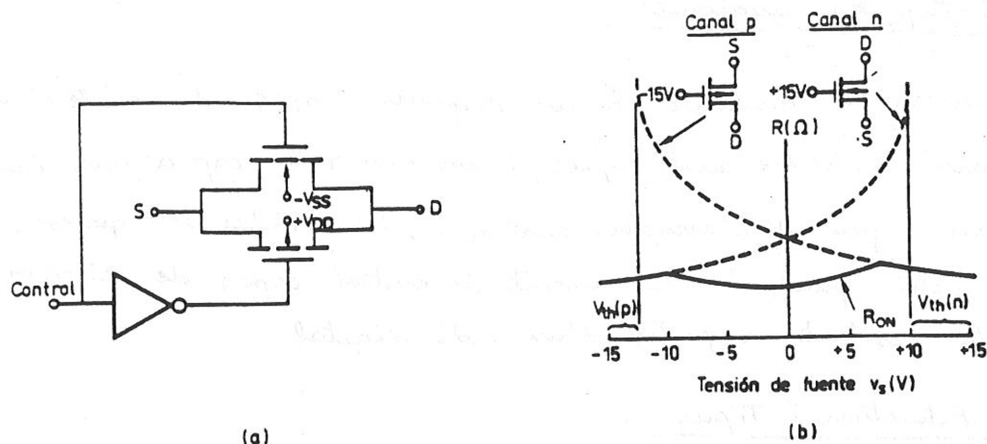


Figura 5.5 Interruptor CMOS. (*a*) Estructura simplificada. (*b*) Dependencia entre la resistencia equivalente y la tensión de fuente.

a continuació es poden veure les característiques de diferents commutadors analògics

	Ventajas	*Inconvenientes*
JFET	R_{ON} baja R_{ON} constante con señal Alta velocidad conmutación Alto aislamiento	Margen señal limitado Elevado consumo Alto precio (híbridos)
P-MOS	Fáciles de fabricar	R_{ON} varía con la señal Área grande: C_{DS} grande Conmutación lenta
CMOS	R_{ON} baja R_{ON} varía ≈ 10 % con señal Bajas fugas en OFF Margen amplitud señal amplio Menor inyección de carga Bajo consumo Bajo coste	Posible enganche (latchup) Conmutación lenta Capacidades parásitas altas

Tabla 5.2 . Valores típicos de los parámetros más importantes de los diversos tipos de interruptores analógicos. Bi-JFET se refiere a un interruptor JFET con activador bipolar.

	R_{ON} (Ω)	$I_{D(OFF)}$ (nA)	C_S, C_{DOFF} (pF)	t_c t_{ON}	(ns) t_{OFF}	Margen tensión entrada (V)
CMOS	25-100	0,05-5	5,5-14	20-1000	20-500	± 15
PMOS	75-800	1-4	3-18	200-300	400-2000	± 10
Bi-JFET	60-200	0,1-3	3-6,5	350-500	90-300	± 11
n-JFET	10-100	0,1-15	2,4-21	150-750	130-1250	+ 15/−10 o − 10/+15
p-JFET	100-150	0,2-0,5		100-500	100-500	+ 20 a 0

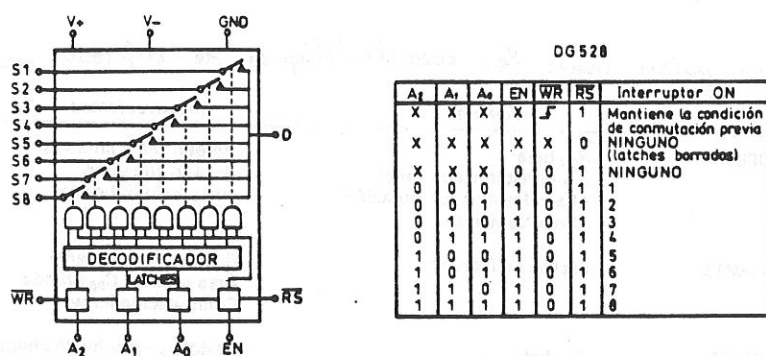
Tabla 5.4 Especificaciones de un interruptor CMOS de muy bajo coste (MCD14016B), otro de bajo coste DG201A, y uno *n*-JFET (DG180A). Los valores son típicos y a 25° C, pero las condiciones de medida no son todas idénticas.

	MC14016B	*DG201A*	*DG180A*	
R_{ON}	260-300	115	7,5	Ω
ΔR_{ON}	10-15	–	–	Ω
I_{DS}	± 25	± 20	200	mA
I_D(ON)	–	100	0,01	nA
I_D(OFF)	1,5	− 0,02	0,04	nA
I_S(OFF)	1,5	− 0,02	0,04	nA
C_D(ON)	5	8	8,5	pF
C_D(OFF)	5	5	17	pF
C_S(ON)	5	8	8,5	pF
C_S(OFF)	5	5	21	pF
Aislamiento	C_{DS} ≈ 0,2 pF	70 dB a 100 kHz, 75 Ω	> 55 dB a 1 MHz, 75 Ω	
t_{ON}	15	480	240	ns
t_{OFF}	20-34	370	140	ns
Inyección de carga	≈ 1,5	20	–	pC

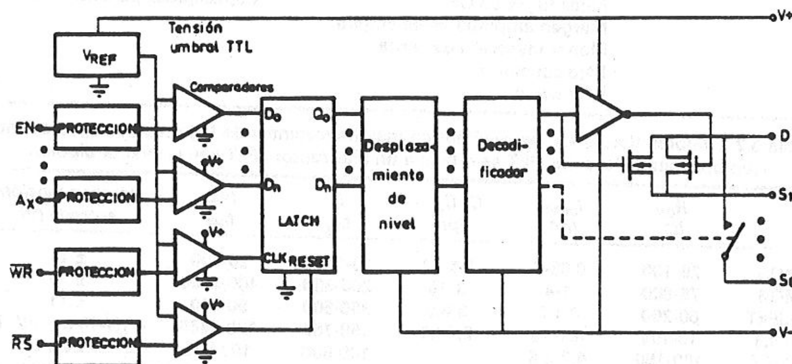
6.1.2.- Multiplexors analògics

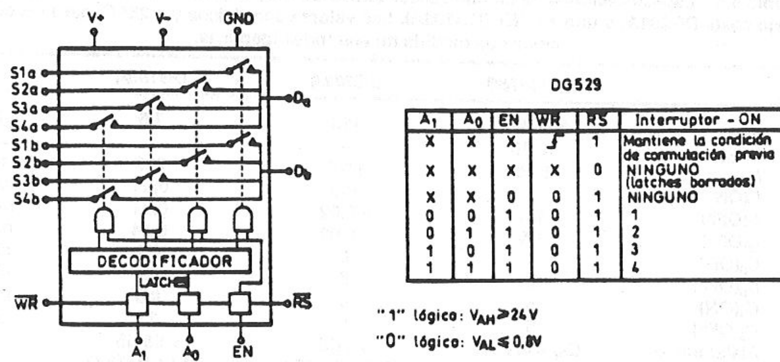
Un multiplexor analògic és un dispositiu capaç de sel·leccionar una d'entre vàries entrades analògiques, i encaminar-la cap a una única sortida. Consta d'un conjunt d'interruptors analògics, les sortides dels quals estan connectades al mateix punt, i d'un circuit de control capaç de seleccionar i activar l'interruptor desitjat a partir d'un codi digital.

6.1.2.1.- Estuctura i Tipus



A_2	A_1	A_0	EN	$\overline{WR}$	$\overline{RS}$	Interruptor ON
X	X	X	X	⌠	1	Mantiene la condición de conmutación previa
X	X	X	X	X	0	NINGUNO (latches borrados)
X	X	X	0	0	1	NINGUNO
0	0	0	1	0	1	1
0	0	1	1	0	1	2
0	1	0	1	0	1	3
0	1	1	1	0	1	4
1	0	0	1	0	1	5
1	0	1	1	0	1	6
1	1	0	1	0	1	7
1	1	1	1	0	1	8





A_1	A_0	EN	$\overline{WR}$	$\overline{RS}$	Interruptor - ON
X	X	X	⌠	1	Mantiene la condición de conmutación previa
X	X	X	X	0	NINGUNO (latches borrados)
X	X	0	0	1	NINGUNO
0	0	1	0	1	1
0	1	1	0	1	2
1	0	1	0	1	3
1	1	1	0	1	4

"1" lógico: $V_{AH} \geq 2{,}4V$

"0" lógico: $V_{AL} \leq 0{,}8V$

(c)

Figura 5.6 *(a)* Esquema funcional y tabla de verdad del multiplexor analógico de ocho canales DG528. *(b)* Su estructura interna simplificada. *(c)* Esquema funcional y tabla de verdad del multiplexor analógico de cuatro canales diferenciales DG529. (Documentación Siliconix, Inc.)

Com es veu en la figura anterior, podem trobar multiplexors analògics unipolars i diferencials

Multiplexors analògics < unipolars / diferencials.

PROBLEMA

Si hi ha molts interruptors connectats a una sortida, la capacitat paràsita entre la sortida i massa, ~~i tam~~ C_D, i també els corrents de fuites de sortida I_D, augmenten de manera proporcional al nombre de canals.

Per mitigar aquest problema s'utilitza el submultiplexat.

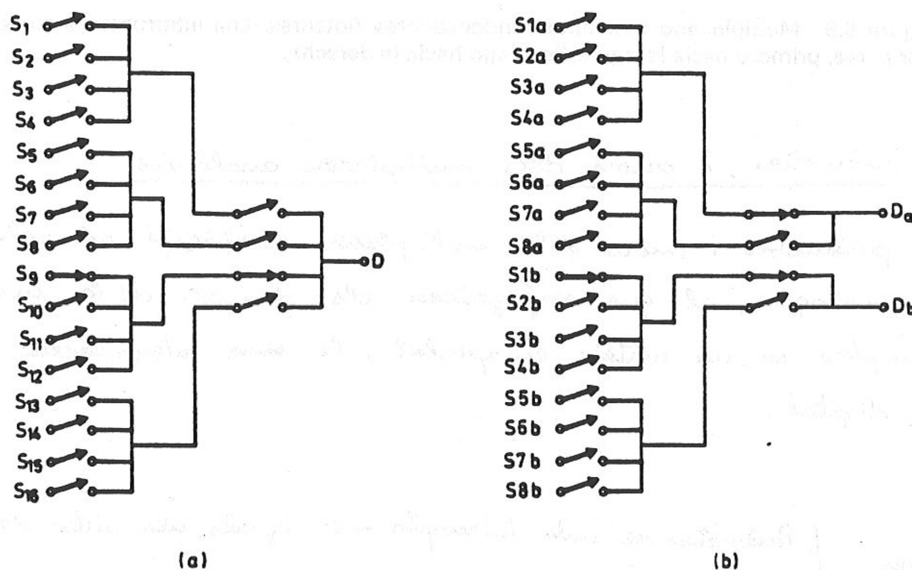


Figura 5.7 Submultiplexado interno para reducir la capacidad y las fugas de salida. (*a*) En multiplexores unipolares; se muestra conectado el canal número 9. (*b*) En multiplexores diferenciales; se muestra conectado el canal número 1 (*a* y *b*). (Documentación Intersil, Inc.)

En aquesta configuració es redueixen tant la capacitat paràsita de sortida com els corrents de fuites, però augmenta la R_{ON}, que ara passa a ser el doble, $2R_{ON}$.

Un altre mètode de multiplexat és el denominat "condensador flotant". Consisteix en un condensador i un parell d'interruptors per a cada canal, que s'activen simultàniament. El condensador es carrega a la tensió diferencial d'entrada i posteriorment es commuta a la sortida. (Exemple, LTC 1043 → $V_{cm}|_{màx} = +18V$.)

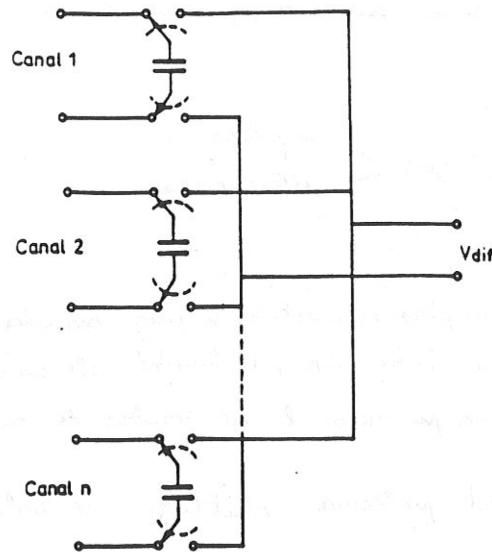


Figura 5.8 Multiplexado mediante condensadores flotantes. Los interruptores se accionan por pares, primero hacia la izquierda, luego hacia la derecha.

6.1.2.2.- Paràmetres i errors dels multiplexors analògics

Els paràmetres i errors dels multiplexors analògics són els propis dels interruptors analògics, als que s'afageixen els derivats de la presència de varis interruptors en un mateix encapsulat, la seva interconnexió i del circuit de control digital.

Paràmetres Multiplexor { Paràmetres de cada interruptor → iguals als vistos dels interrupt. analòg.
Paràmetres del conjunt
→ el més important és la màxima diferència R_{ON} entre canals.

$$\Delta R_{ON} = \frac{R_{ON\,màx} - R_{ON\,mín}}{R_{ON\,mitjana}}.$$

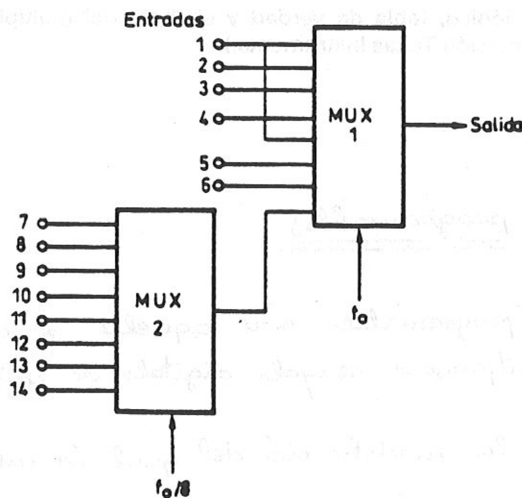
i varia entre 3% - 9%

→ aquest valor ΔR_{ON} limita la màxima CMRR que es pot obtenir en un sistema diferencial que inclogui un multiplexor analògic abans de l'amplif. diferencial, ja que contribueix a un desaparellament dels resistors de l'amplf. diferencial.

6.1.2.3.- Subcommutació de canals

En un SADS, no tots els senyals d'entrada tenen la mateixa amplada de banda (és a dir, la mateixa Fmàx), i per tant no cal mostrejar-los tots a la mateixa freqüència.

Una manera d'obtenir freqüències de mostreig diferents és mitjançant la subcommutació de canals: En la figura següent, l'entrada 1 es mostreja al doble de freqüència que les entrades 2, 3, 4, 5 i 6, i 16 vegades més depressa que les entrades 7 a 14.

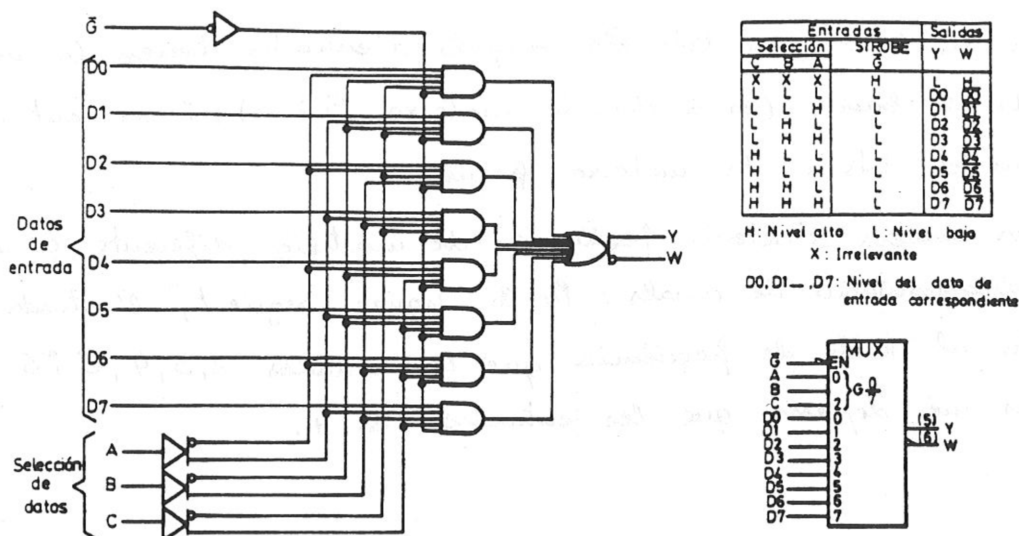


6.1.3.- Multiplexors digitals

Si els senyals que han de compartir un mateix recurs no són analògiques sinó digitals, aleshores es poden utilitzar multiplexors digitals, que són més ràpids i més immunes al soroll.

Si hi ha 8 ó menys entrades binàries es poden connectar a un port paral·lel d'entrada. En cas d'haver-n'hi més, s'ha d'utilitzar multiplexat digital.

En la figura següent es pot veure un multiplexor digital de 8 bits (SN74ALS151)



Entradas				Salidas	
Selección			STROBE		
C	B	A	$\bar{G}$	Y	W
X	X	X	H	L	H
L	L	L	L	D0	$\overline{D0}$
L	L	H	L	D1	$\overline{D1}$
L	H	L	L	D2	$\overline{D2}$
L	H	H	L	D3	$\overline{D3}$
H	L	L	L	D4	$\overline{D4}$
H	L	H	L	D5	$\overline{D5}$
H	H	L	L	D6	$\overline{D6}$
H	H	H	L	D7	$\overline{D7}$

Figura 5.18 Esquema lógico, tabla de verdad y símbolo del multiplexor digital de 8 bits SN74ALS151. (Documentación Texas Instruments.)

6.2.- Amplificadors programables

Amplificadors programables són aquells el comportament dels quals pot ser modificat mitjançant senyals digitals de control.

El paràmetre la modificació del qual és més important és el guany.

6.2.1.- Amplificadors de guany programable

L'utilització d'un amplif. de guany programable (AGP) abans d'un C. A/D amb un determinat marge dinàmic permet obtenir la mateixa resolució per tots els senyals d'entrada, amb independència de la seva amplitud.

Amplificadors de guany programable:

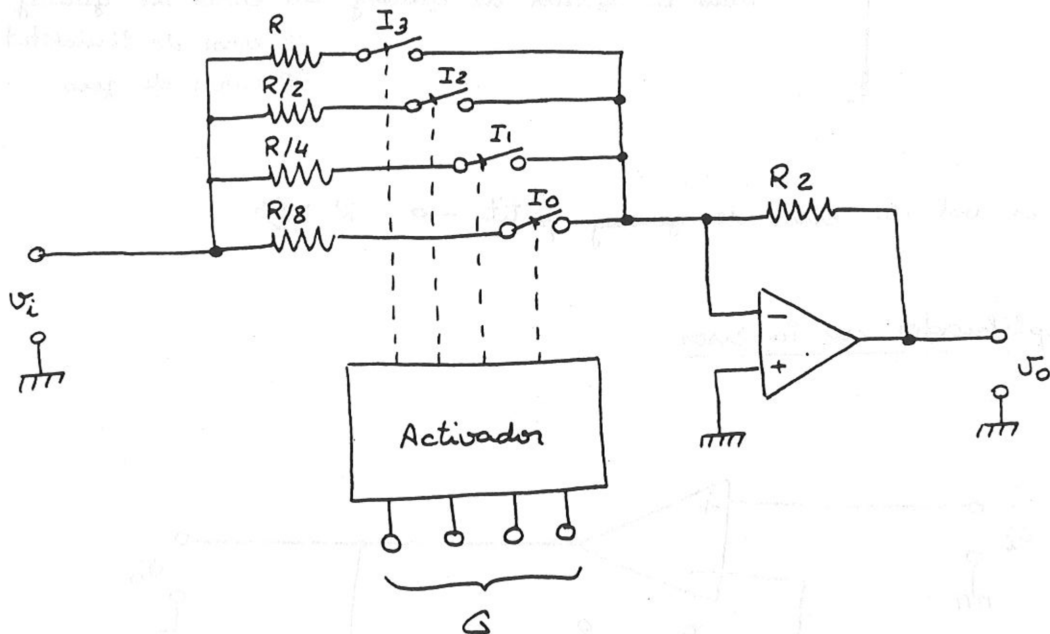
- a) amplificadors ordinaris, afegint una xarxa externa per a la selecció i determinació del guany.
- b) amplificadors dissenyats per aquestes aplicacions

a) Amplificadors amb components discrets:

En el cas de senyals unipolars és senzill dissenyar un AGP amb components discrets

Factors a considerar:
- a1) Efecte de la resistència R_{ON} dels interruptors en el guany.
- a2) Possible variació dels errors de zero i les seves derives en funció del guany.

1) Amplificador inversor



El guany s'escull mitjançant una paraula digital G

$$v_o = -\frac{R_2}{R_g} \cdot v_i \quad , \quad \text{on}$$

$$R_g = \frac{1}{G_0 \frac{8}{R} + G_1 \frac{4}{R} + G_2 \frac{2}{R} + G_3 \frac{1}{R}}$$

on la paraula digital G està formada per

$$G = G_3 G_2 G_1 G_0 \quad , \quad \text{i cada} \quad G_i \in \{\emptyset, 1\}$$

<u>Exemple</u> → si $G = 0001$ i $R_2 = R$ → guany $= -1$

$G = 0100$ " → " $= -4$

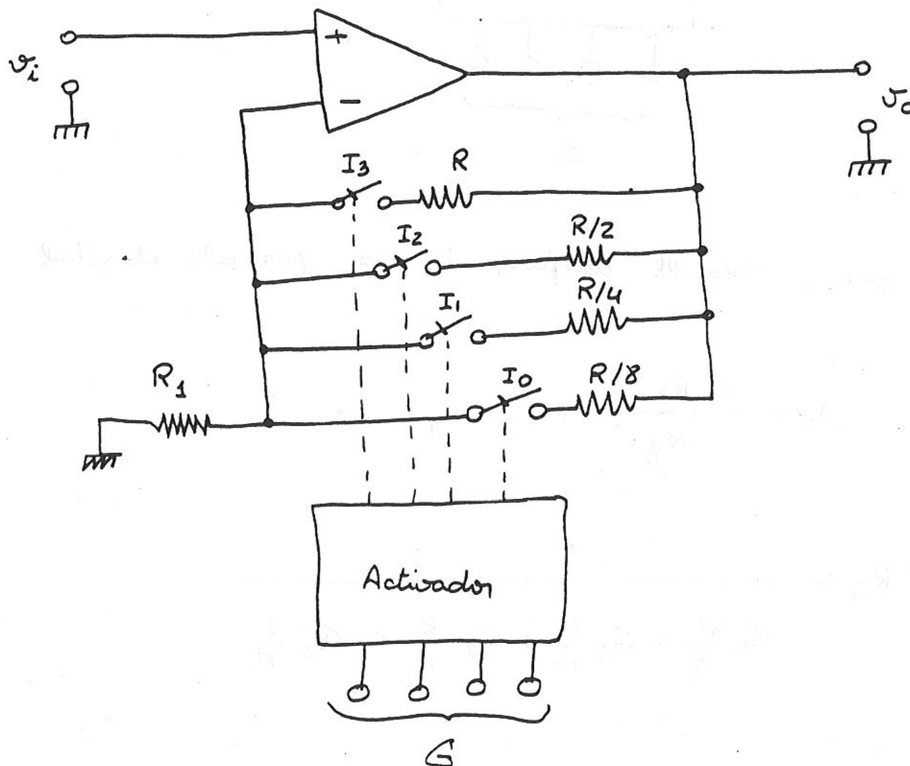
$G = 1111$ " → " $= -15$

<u>Inconvenients</u>

1) Inversió de signe
2) Impedància d'entrada petita i varia segons el guany.
3) La resistència R_{ON} de cada interruptor queda en sèrie amb el resistor de guany → error de guany
   → error de linialitat
   → error de zero.

si es vol un error de guany petit → $R \gg$

2) <u>amplificador no inversor</u>



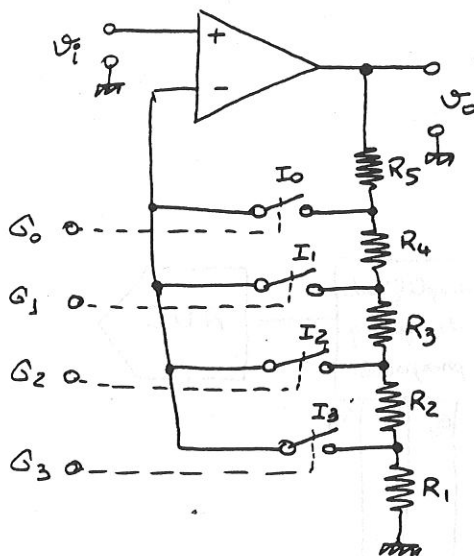
amb aquest circuit es resol: { Baixa impedància d'entrada
Inversió de signe.

En canvi, queden els problemes relacionats amb R_{ON}

En aquest circuit, { Guany mínim = 2
Guany màxim = 16

És pot obtenir un guany unitari amb un 5è commutador que curt-circuiti entrada⁻ i sortida.

CIRCUIT QUE EVITA L'EFECTE D'R_{ON}



$$v_o = v_i \frac{R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5}{I_j \sum_{i=1}^{4-j} R_i}$$

on $I_j \in \{\phi, 1\}$

j és un enter entre ϕ - - 3

En aquest circuit, pels commutadors només hi passen els corrents de pèrdues dels interruptors i els de polarització dels operacionals, i la R_{ON} no afecta el guany.

L'inconvenient d'aquest montatge, és que amb 4 interruptors només s'aconsegueixen 4 guanys diferents, en lloc dels 16 que s'aconseguien amb les altres dues configuracions.

Quan el senyal d'entrada <u>és diferencial</u>, l'amplificador ha de ser d'instrumentació, i per variar el guany es pot disposar una xarxa de resistors i commutadors analògics en lloc d'R_2.

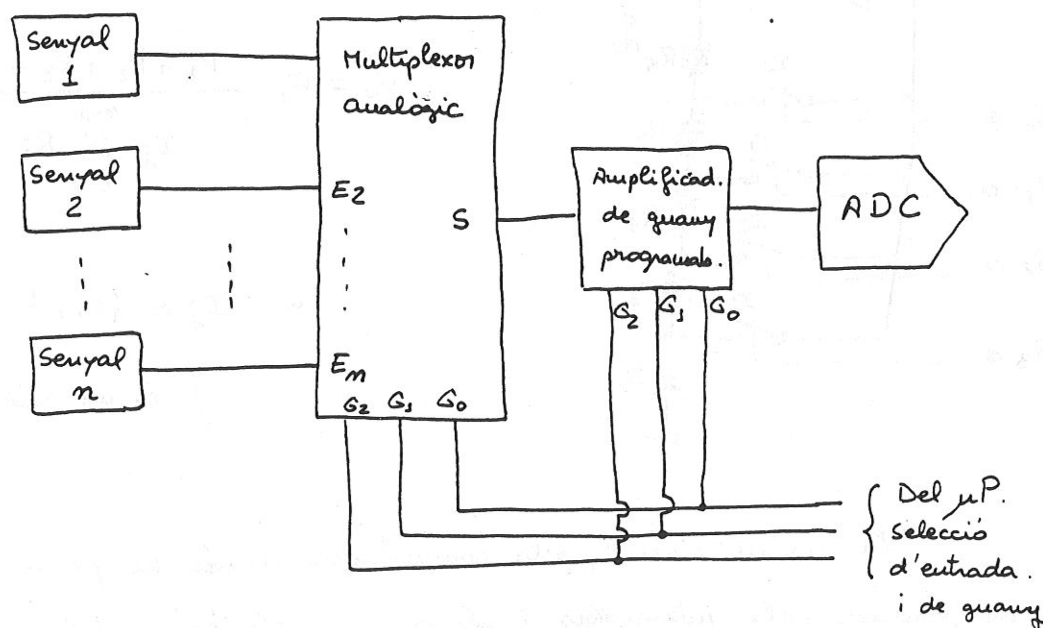
b) Amplificadors de guany programable integrats

Es comercialitzen amplificadors integrats que incorporen les resistències (AD 524), o les resistències, interruptors i descodificador (AD 624).

Aquests amplificadors ofereixen poca gamma de guanys, però es poden disposar dues etapes seguides per ampliar aquesta gamma.

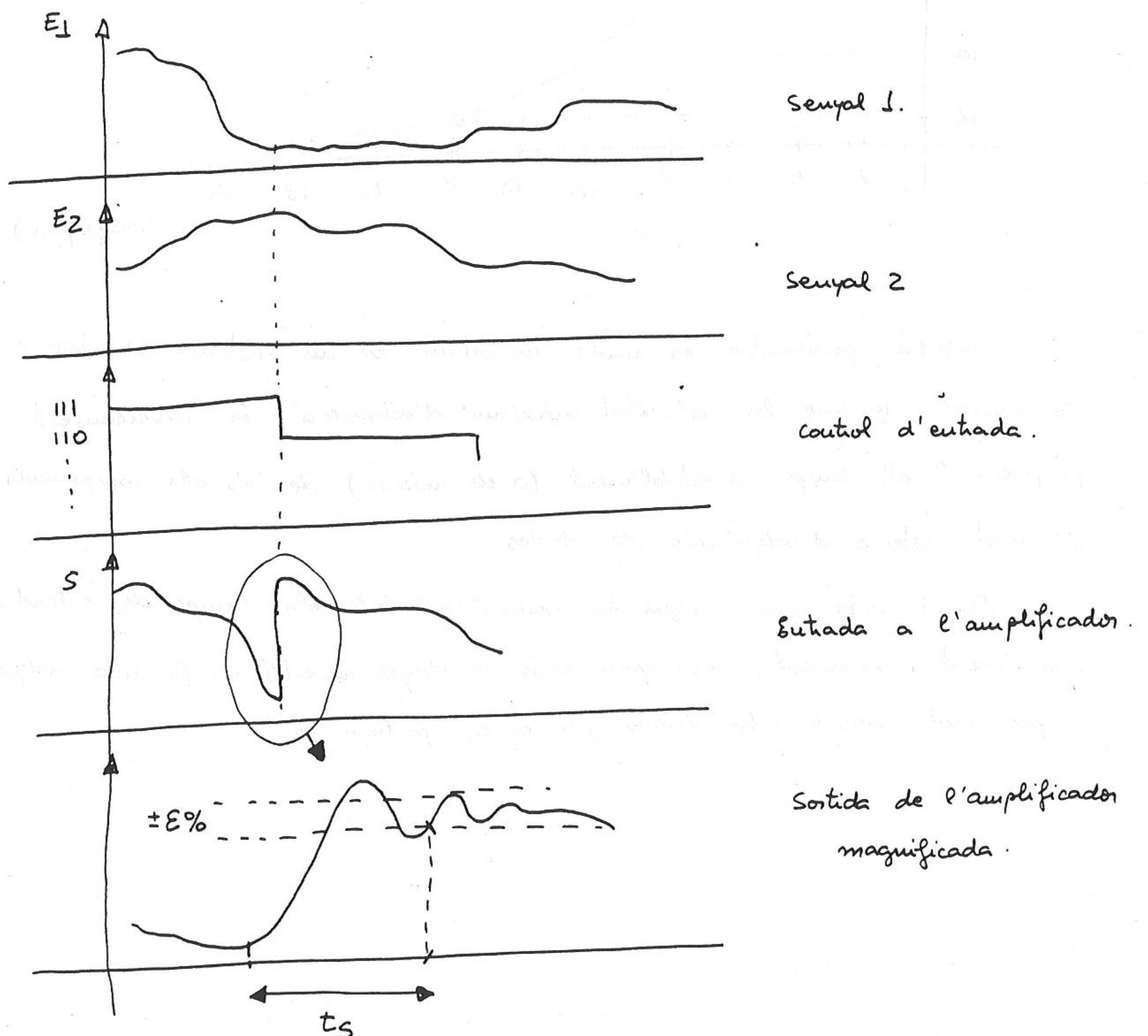
6.2.2.- Temps d'establiment (settling time, t_s)

La raó principal d'utilitzar els amplif. de guany programable és aprofitar tot el marge dinàmic de l'ADC quan s'estan adquirint varis senyals.

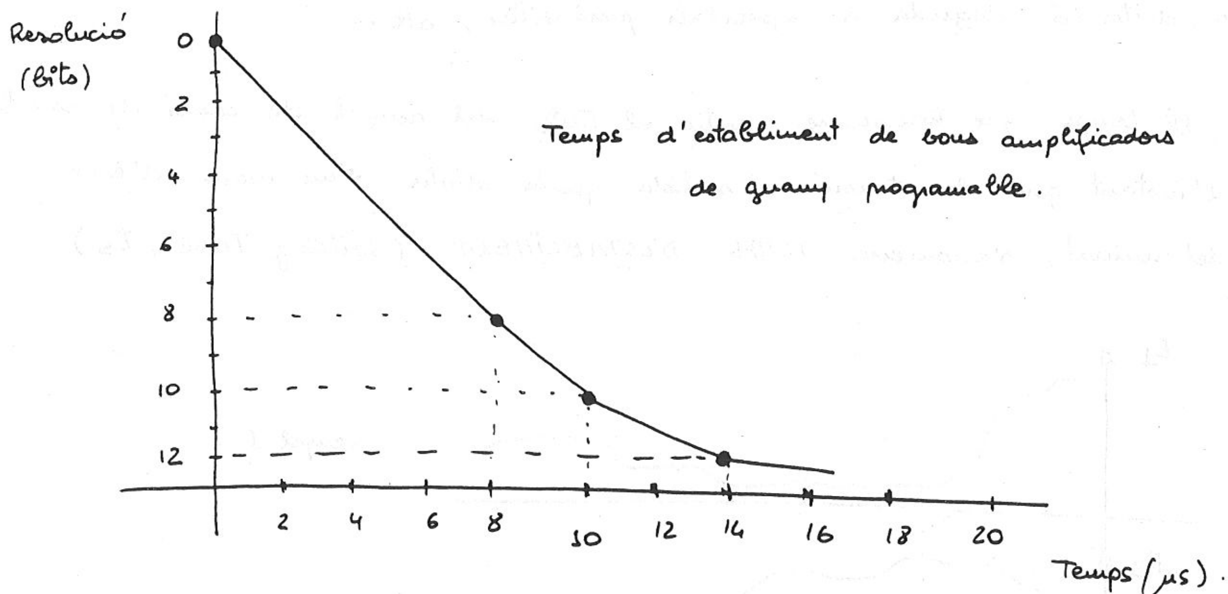


Amb aquesta estructura es veu que en el moment que el μP ordeni un canvi del senyal d'entrada, l'amplificador es troba amb un graó de tensió a l'entrada i amb un canvi del circuit del guany. Si aquí hi afegim que el multiplexor i els circuits digitals de control presenten un cert retard, ens trobem que el senyal de sortida no seguirà perfectament el senyal d'entrada, sinó que, a més d'un cert retard, hi haurà una distorsió deguda a capacitats paràsites, etc....

El temps que transcorre entre el 50% del senyal de canvi de canal i l'instant que la tensió de sortida queda dintre d'un marge d'error predeterminat, s'anomena TEMPS D'ESTABLIMENT (Settling Time, t_S)



Per exemple, si volem que el sistema tingui una exactitud superior al 0,1%, aleshores $\varepsilon\% = 0{,}1\%$ i això vol dir que el convertidor no podrà començar a fer la conversió fins que el senyal d'entrada no tingui un error inferior al 0,1%, és a dir, fins un temps t_S després que el µP hagi donat l'ordre de canviar de canal d'entrada.



Aquest paràmetre és molt important en un sistema d'adquisició de dades, ja que la velocitat màxima d'adquisió és inversament proporcional al temps d'establiment (o de retard) de tots els components d'aquest sistema d'adquisició de dades.

Quant més gran sigui la suma de tots els temps de retard, establiment i conversió, més gran serà el temps invertit en fer una adquisició, i per tant, menys adquisicions per segon podrem fer.

6.3.- Amplificadors de mostreig i retenció (Sample and Hold, S/H)

El temps que es triga en fer la quantificació i la codificació d'un senyal depen de

a) la resolució desitjada
b) el mètode de conversió
c) la velocitat dels components utilitzats.

És a dir, que quan el dissenyador hagi escollit un determinat ADC, que compleixi unes determinades condicions a), b) i c) sabrem del cert que triga un cert temps t_c en fer cada conversió. (Per exemple, un convertidor d'aproximacions successives de 8 bits, el ADC0804 triga un màxim de 100μs en fer una conversió).

L'invers d'aquest temps de conversió representa la màxima velocitat a la qual l'ADC pot fer conversions. Segons Nyquist, aquesta freq. també ens condiciona la $f_{Màx}$ present en l'entrada que s'ha de convertir.

(En el cas de l'exemple, si $t_c = 100\mu s$., $F_c = \frac{1}{100\mu s} = 10\,KHz$.

i per tant, la màxima freq. present en l'entrada seria $F_{màx} = \frac{10KHz}{2} = 5KHz$

Malgrat tot, aquesta no és la única restricció que s'ha d'imposar al senyal d'entrada. Durant tot el temps que dura la conversió (t_c) el senyal d'entrada ha de romandre constant o, com a molt, no pot variar més que el màxim error permès a la sortida, si no volem obtenir un codi erroni a la sortida.

Exemple

Suposem que volem adquirir un senyal sinusoidal del tipus $v_i(t) = \frac{5}{2}(1 + \sin \omega t)$ amb el convertidor ADC0804 de 8 bits. Calculeu la màxima freqüència que pot tenir aquest senyal si no volem que l'error final superi el de quantificació. (Suposem V_{FE} del convertidor $= 5V$ per aprofitar al màxim el seu marge dinàmic)

El senyal d'entrada és $v_i(t) = \frac{5}{2}(1 + \sin 2\pi f t)$ Volts, i varia entre 0 i 5 volts.

L'error de quantificació és $\pm \frac{q}{2}$

$$e_q = \pm \frac{q}{2} = \pm \frac{1}{2} \frac{V_{FE}}{2^n} = \pm \frac{V_{FE}}{2^{n+1}} = \pm \frac{5V}{2^9} = \pm 9{,}77 \text{ mV}.$$

això vol dir que durant el temps de conversió (t_c), la màxima variació permesa en el senyal d'entrada ha de ser $\pm 9{,}77$ mV

$$\left.\frac{d\, v_i(t)}{dt}\right|_{màx} \cdot t_c \leq \pm \frac{q}{2}$$

$$\left.\frac{d\, v_i(t)}{dt}\right|_{màx} \cdot t_c \leq \pm 9{,}77 \text{ mV}$$

$$\left.\frac{5}{2} \cdot 2\pi f (\cos 2\pi f t)\right|_{màx} \leq \frac{\pm 9{,}77 \text{ mV}}{100 \mu s} = 97{,}7 \text{ V/s}$$

Calculant el valor màxim, obtenim

$$5\pi f_{màx} = 97{,}7 \text{ V/s}$$

$$\underline{f_{màx}} = \frac{97{,}7 \text{ V/s}}{5\pi} = \boxed{6{,}22 \text{ Hz}}$$

que és una freq màxima del senyal d'entrada molt petita.

amb aquest exemple podem observar que,

segons el criteri de Nyquist → $f_{màx}(\text{entrada}) = \frac{f_{sample}}{2} = 5\,KHz$

degut a la velocitat de variació de $v_i(t)$ → $f_{màx}(\text{entrada}) = 6{,}22\,Hz$.

I veiem que és molt més restrictiu el 2n criteri.

Si fem l'exemple anterior del revés, i calculem el t_c d'un convertidor que pugui convertir un senyal d'entrada de $f_{màx} = 5\,KHz$ (sinusoïdal), obtenim.

$$5 \cdot \pi \cdot 5\,KHz = \frac{9{,}77\,mV}{t_{c_{màx}}}$$

$$t_{c_{màx}} = \frac{9{,}77\,mV}{25 \cdot \pi \cdot 10^3} = \boxed{124\,ns}$$

Obtenir un ADC amb una velocitat de conversió de 124 ns és molt car.

SOLUCIÓ → La solució a aquest problema consisteix en prendre una mostra del senyal d'entrada i mantenir-la constant durant tot el temps que dura la conversió.

Si aconseguim això, la restricció deguda a la velocitat de variació del senyal d'entrada només dependrà

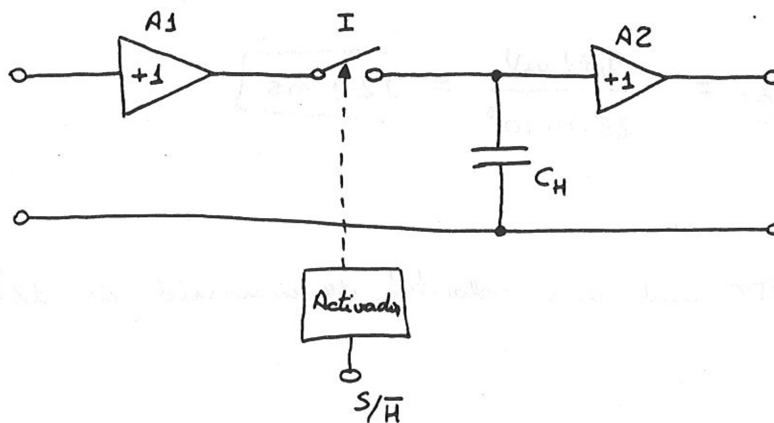
de la incertesa del temps que dura el prendre la mostra.

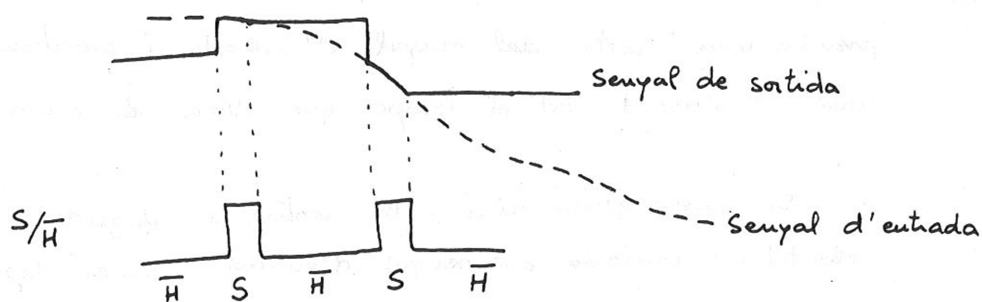
Així doncs, si prenem la mostra amb una rapidesa suficient, la fmàx del senyal d'entrada només es veurà limitada pel criteri de Nyquist.

* Els dispositius que prenen mostres del senyal d'entrada i les mantenen mentres dura la conversió s'anomenen AMPLIFICADORS DE MOSTREIG I DE RETENCIÓ (sample and Hold, S/H).

6.3.1.- Estructura bàsica d'un amplificador S/H.

Un amplificador S/H bàsic consisteix en un condensador i un interruptor, ademés d'una xarxa d'adaptació d'impedàncies





A_1 → amplificador separador amb alta impedància d'entrada i gran corrent de sortida que carrega el condensador C_H a través d'R_{ON} durant l'impuls de mostreig

A_2 → amplificador separador amb corrents de polarització molt petits per no descarregar el condensador.

C_H → condensador de gran qualitat i poques pèrdues.

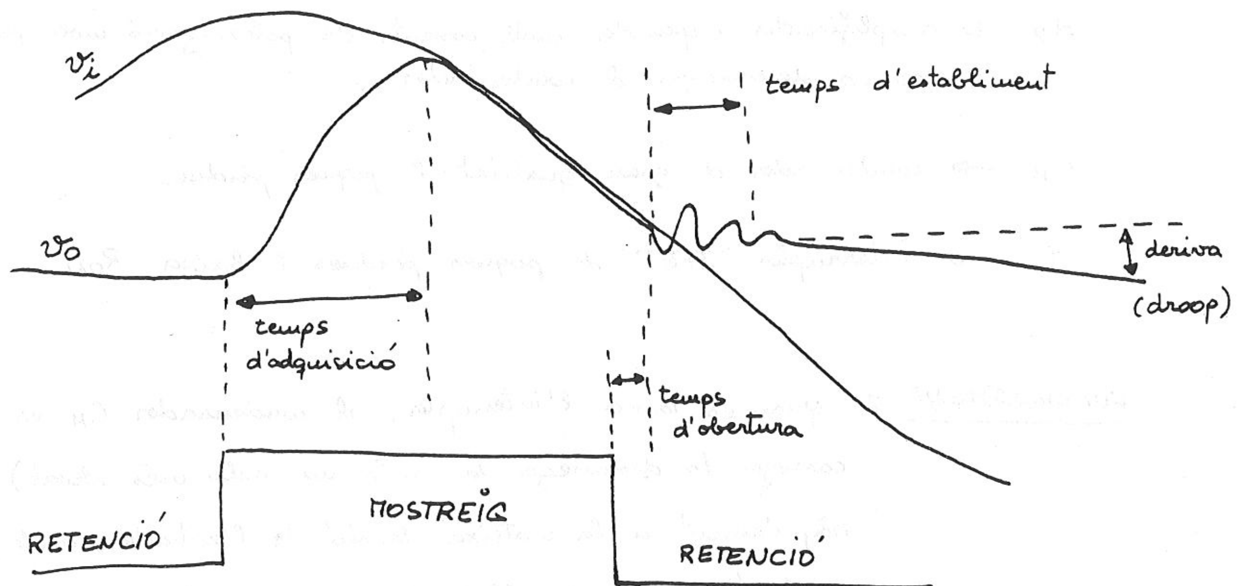
I → interruptor JFET de poques pèrdues i baixa R_{ON}.

FUNCIONAMENT : Quan es tanca l'interruptor, el condensador C_H es carrega (o descarrega si tenia un valor més elevat) ràpidament a la mateixa tensió de l'entrada, amb la constant de temps $\tau = R_{ON} \cdot C_H$.

A partir del moment que s'obre l'interruptor, el condensador manté el valor que tenia el senyal d'entrada just en el moment d'obrir-se l'interruptor. La tensió del condensador es manté pràcticament constant degut als petits corrents de pèrdues de l'interruptor analògic i del propi condensador, i als petits corrents de polarització d'A2.

Senyal de Control.	Nom	Utilització
$S/\overline{H}$	Mostreig i Retenció (Sample and Hold) S/H	Amplificadors de Mostreig i Retenció
$S/\overline{H}$	Seguiment i Retenció (Track and Hold) T/H	Filtre passa-baixes per eliminar transitoris en la reconstrucció de senyals

6.3.2.- Paràmetres i errors dels amplificadors S/H



Els paràmetres i errors dels amplificadors S/H són els següents:

1.- EN ESTAT DE MOSTREIG

* Error de zero (sample offset) valor de v_o quan $v_i = 0$
* Derives de l'error de zero
* Guany generalment sol ser $G = 1$
* Error de guany si $G = 1,0$ → és la diferència entre v_o i v_i
* Derives del guany.

2.- EN ESTAT DE RETENCIÓ

* Deriva o pèrdues (droop rate) és el decrement de la tensió de sortida deguda a les pèrdues de càrrega del condensador, causades pels

corrents de fuites de l'interruptor i del propi condensador, i pels corrents de polarització de l'amplificad. de sortida

$$\frac{dV}{dt} = \frac{i}{C_H}$$

3.- TRANSICIÓ DE RETENCIÓ A MOSTREIG

* Temps d'adquisició (acquisition time, t_{ac}) és el màxim temps que pot trigar el S/H en estat de mostreig fins que la sortida assoleixi el seu valor final (dintre d'una banda d'error) i en una transició de fons d'escala.

Aquest temps d'adquisició inclou:

t_{ac} {
- Retard en la commutació (a)
- Interval de pujada (b)
- Temps d'establiment en l'adquisició ($t_{S,S}$) (c)

El valor de tac depen del retard d'A_1 i A_2, la resistència en ON de l'interruptor, el valor de C_H i la banda d'error permesa

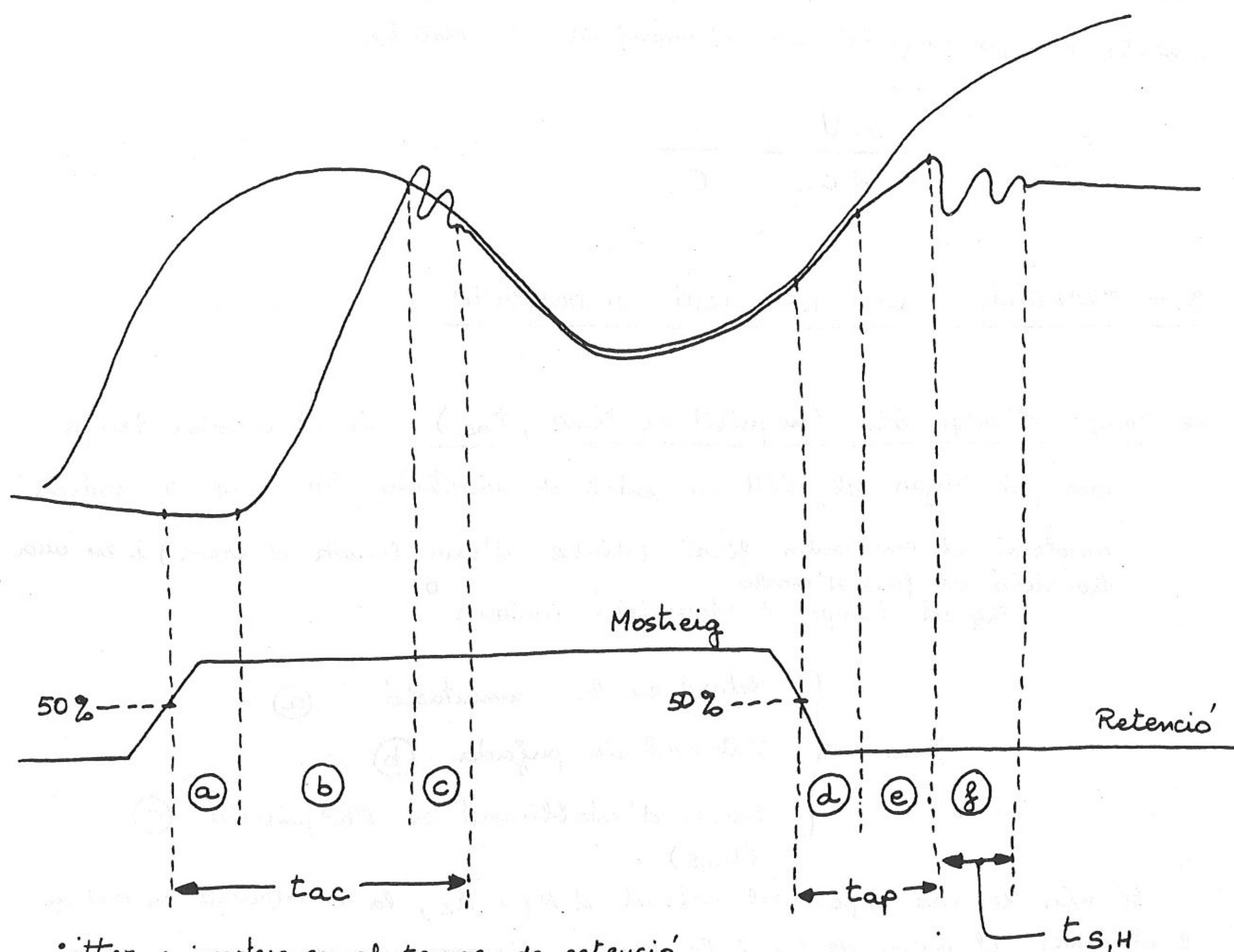
4.- TRANSICIÓ DE MOSTREIG A RETENCIÓ

* Temps d'obertura o d'apertura (aperture time, t_{ap} ó t_o) és el temps necessari per a que l'interruptor passi de l'estat de mostreig al de retenció. Aquest temps d'obertura inclou:

t_{ap} {
- Incertesa en el temps d'obertura (retard digital) (d)
- Temps d'obertura del commutador (t_{on} a t_{off}) (e)

* Temps d'establiment en la retenció (settling time $t_{S,H}$) és el temps que triga el senyal de sortida, desde que s'obre l'interruptor, fins que el seu valor queda dintre d'una franja determinada d'error (f)

El valor de t_{SH} depen del temps d'establiment de l'amplificador A2



jitter : incertesa en el temps de retenció

pedestal : diferència de tensió en mode retenció deguda a la injecció de càrrega de l'interruptor.

La seqüència de funcionament és la següent:

1) arriba l'ordre de mostreig, però el circuit digital + l'interruptor triguen un cert temps fins que aquest es tanca → retard en la commutació (a)

2) el condensador es carrega (o descarrega) a través de l'interruptor, amb la constant de temps $\tau = R_{ON} \cdot C_H$ → Interval de pujada (b)

3) la tensió de sortida assoleix la tensió d'entrada, però es presenta un petit transitori → temps d'establiment en el mostreig $t_{S,S}$ (c)

La suma d'aquests tres retards constitueixen el temps d'adquisició t_{ac}

4) a partir d'aquest moment la tensió de sortida segueix la d'entrada amb petits errors de seguiment.

5) en el moment que es dóna l'ordre de retenció, apareix un cert retard o incertesa digital en l'ordre d'obrir l'interruptor → Incertesa en el temps de retenció (d)

6) l'interruptor comença a obrir-se, però entre $R = R_{ON}$ i $R = \infty$ transcórre un temps en el qual el senyal de sortida es va desenganxant del de l'entrada. → temps d'obertura del commutador (e)

aquests dos retards anteriors, (d) + (e) s'anomenen globalment temps d'obertura del S/H, i és el paràmetre que serveix per determinar la màxima velocitat de variació del senyal d'entrada sabent l'error màxim que es pretén en la sortida.

7) una vegada s'ha obert l'interruptor, el senyal de sortida segueix un transitori, fins que s'estabilitza a una tensió determinada, per sota d'un cert marge d'error → temps d'establiment en la retenció $t_{S,H}$ (f).

8) a partir d'aquest moment la tensió de sortida hauria de ser constant, però pateix una certa deriva deguda als corrents de fuites que descarreguen el condensador.

MÀXIMA FREQÜÈNCIA O VELOCITAT DE MOSTREIG PEL S/H

Donats tots aquests retards, és fàcil veure que la màxima velocitat de mostreig d'un S/H ve donada per l'equació:

$$F_S|_{màx} = \frac{1}{(t_{ac} + t_{ap} + t_{S,H})}$$

TEMPS D'ADQUISICIÓ ⟷ DERIVES

És fàcil veure que si volem un temps d'adquisició petit, utilitzarem un condensador C_H també petit.

Però un condensador C_H petit provoca una deriva molt més ràpida que un de gran.

→ La selecció del valor de C_H sol ser un equilibri entre un temps d'adquisició moderat i unes derives també moderades

→ El valor de C_H també ens pot venir fixat pel màxim error que pretenem a la sortida i les derives produïdes.

Exemple

Es coloca un S/H davant d'un ADC de 10 bits amb un $V_{FE} = 5{,}120\,V$. Sabent que el temps de conversió de l'ADC és de $50\mu s$, i que el promig dels corrents de pèrdues és $I_d = 1mA$, calculeu el valor de C_H que caldrà connectar al S/H per tal que l'error produït per la deriva es mantingui inferior a l'error de quantificació.

a) en primer lloc busquem l'error de quantificació

$$e_q = \pm \frac{q}{2} = \pm \frac{1}{2} \frac{V_{FE}}{2^n} = \pm \frac{5{,}120V}{2^{11}} = \pm 2{,}5\,mV$$

per tant, la deriva, durant els $50\mu s$ que dura la conversió, ha de ser més petita que $\pm 2{,}5\,mV$.

$$\frac{dV}{dt} \leq \frac{I_d}{C_H}$$

$$\frac{2{,}5\,mV}{50\mu s} \leq \frac{1mA}{C_H}$$

i finalment,

$$C_H \geqslant \frac{1\,mA \cdot 50\,\mu s}{2{,}5\,mV} = 20\,pF$$

és a dir, prendríem per C_H un condensador superior a 20 pF.

Exemple

En l'exemple anterior, calculeu la màxima freqüència d'un senyal d'entrada del tipus $v_i(t) = \frac{5{,}120}{2}(1 + \sin 2\pi f t)$ V. en els dos casos següents:

a) ADC sense S/H i b) ADC amb S/H al davant ($t_{ap} = 50\,ns$) si volem mantenir l'error degut a la velocitat de variació del senyal d'entrada inferior a l'error de quantificació.

a) Sense S/H.

$$\left.\frac{d\,v_i(t)}{dt}\right|_{màx} \cdot \Delta t \leq \pm \frac{q}{2} = \pm \frac{V_{FE}}{2 \cdot 2^n}$$

$$5{,}12\,\pi f \cdot \cos 2\pi f t \Big|_{màx} \leq \pm \frac{5{,}12}{2^{11} \cdot t_c}$$

$$5{,}12\,\pi f \leq \frac{5{,}12}{2^{11} \cdot 50\,\mu s} = 50$$

$$\underline{f_{màx}} = \frac{50}{5{,}12\pi} = \boxed{3{,}11\ Hz}$$

b) amb S/H

en aquest cas s'ha de substituïr t_c per t_{ap}.

$$\underline{f_{màx}} = \frac{5{,}12}{2^{11} \cdot 5{,}12\pi \cdot t_{ap}} = \frac{5{,}12}{2^{11} \cdot 5{,}12 \cdot \pi \cdot 50\,ns} = \boxed{3.108\ Hz}$$

6.3.3.- Tècniques per augmentar la màxima velocitat de mostreig d'un S/H

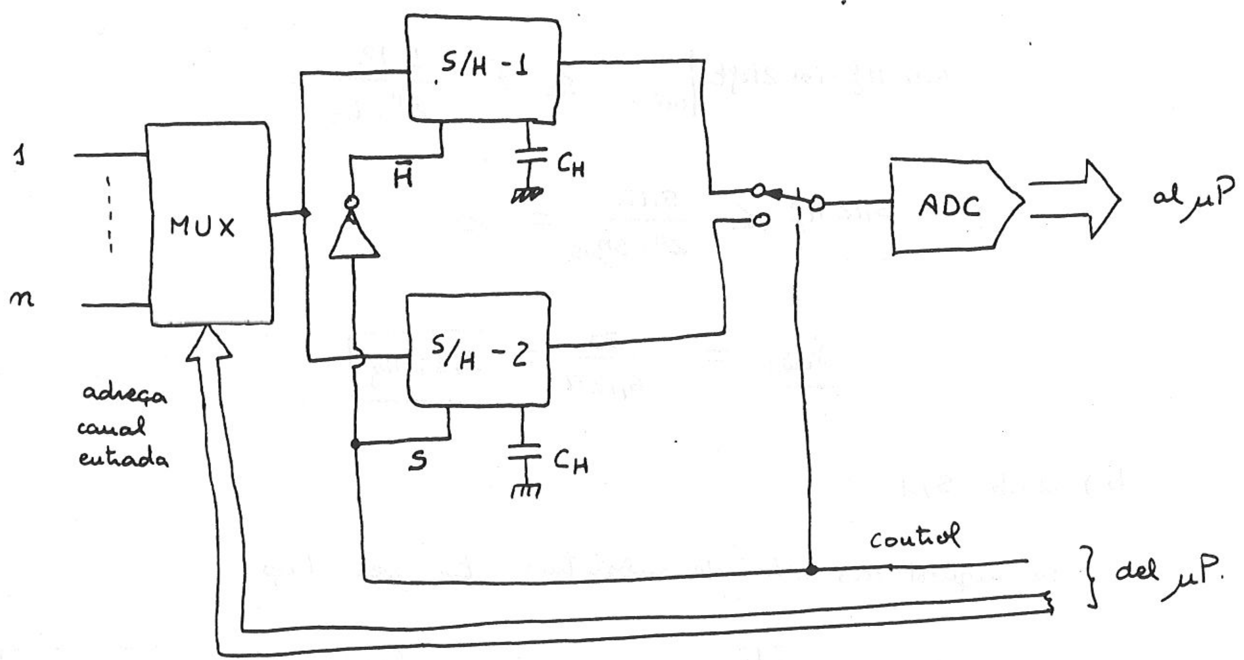
Hem vist abans que la màxima velocitat de mostreig d'un amplificador S/H ve donada pels següents paràmetres:

$$F_{s\,\text{màx}} = \frac{1}{(t_{ac} + t_{ap} + t_{S,H})}$$

Hi ha dues tècniques que permeten augmentar $F_{s\,\text{màx}}$, reduint, respectivament t_{ac} i t_{ap}.

1) Reducció de tac

Evidentment, si no variem C_H, t_{ac} no es pot pas reduir, però es poden muntar 2 amplificadors S/H en "pipeline", de manera que quan el ADC estigui convertint el senyal de l'entrada "i" mostrejat i retingut pel primer S/H, el μP ja ha donat ordre al 2n S/H perquè adquireixi el següent senyal "i+1"



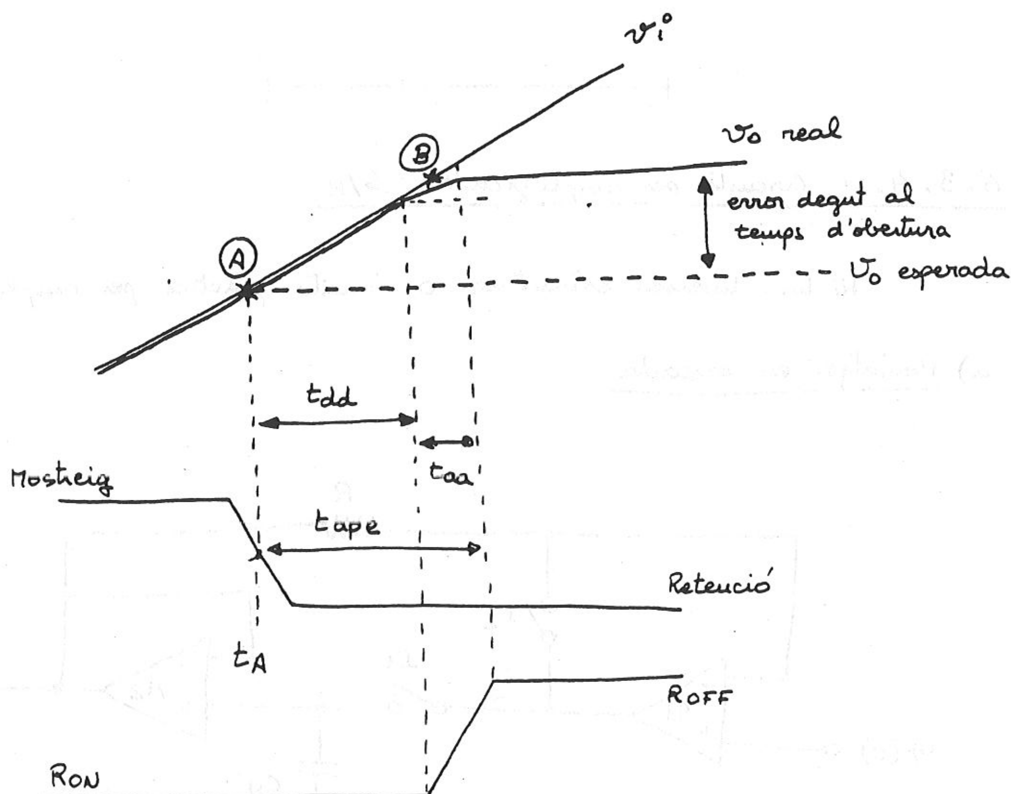
amb aquesta tècnica es pot reduir el temps d'adquisició pràcticament a 0.

2) Reducció de tap

Hem vist que tap és important, no per augmentar Fsmàx (ja que el terme tap és el més petit dels 3 termes que hi ha al denominador) però sí per determinar l'error en la sortida (incertesa) degut a la variació del senyal d'entrada.

Com que tap es pot mesurar, es tracta d'avançar l'impuls de retenció, de manera que s'elimina el retard digital i bona part del retard de commutació.

Malgrat tot, queda una petita incertesa en el temps d'obertura tapj, que és el marge de variació del temps d'obertura, i que determina el límit últim de la màxima freqüència de mostreig.



t_{dd} = retard digital

t_{aa} = temps d'obertura del commutador

Podem definir un temps d'obertura efectiu

$$t_{ape} = t_{dd} + \frac{1}{2} t_{aa}$$

En definitiva, volem mostrejar el senyal d'entrada en el punt (A) i en la sortida obtenim el valor del punt (B)

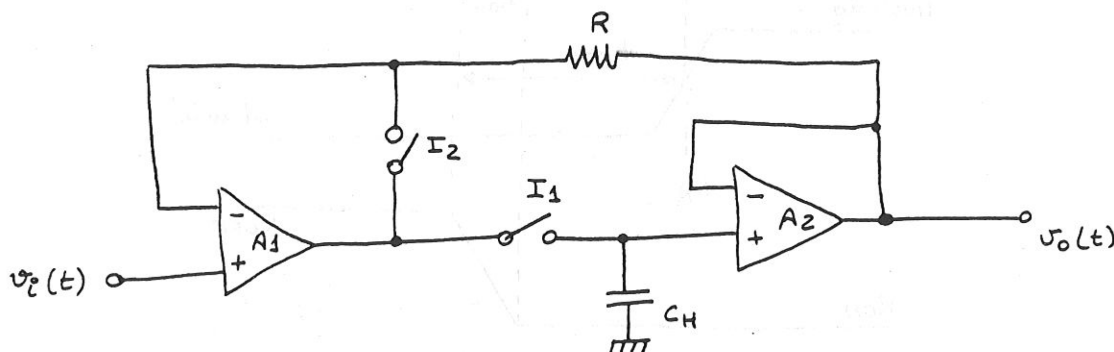
Per disminuir tap el que fem es:

Si volem mostrejar v_i en el punt (A) (t_A), avancem el senyal de mostreig, i el mostrejem en $\boxed{t = t_A - t_{ape}}$ d'aquesta manera obtindrem en v_o el valor de v_i en el punt (A)

6.3.4.- Circuits per amplificadors S/H

Hi ha diverses estructures o circuits pràctics per amplificadors S/H.

a) Montatge en cascada



I_1 = interruptor JFET

I_2 = interruptor JFET en contrafase amb I_1.

funcionament : * durant el mostreig, I_1 tancat i I_2 obert

el condensador es va carregant amb l'intensitat subministrada per A1.

A1 compara la tensió d'entrada amb la de sortida, i força que siguin iguals.

* durant la retenció, I_1 obert i I_2 tancat.

l'entrada queda aïllada. i la sortida també

el condensador es descarrega poc gràcies a l'elevada impedància d'entrada del 2on op amp.

I_2 es tanca per estabilitzar A1 (evitar que es saturi).

necessitats

A1 : molt baixa v_{io}
molt alt CMRR
alt corrent de sortida (per carregar ràpidament C_H)
alt guany en bucle obert.

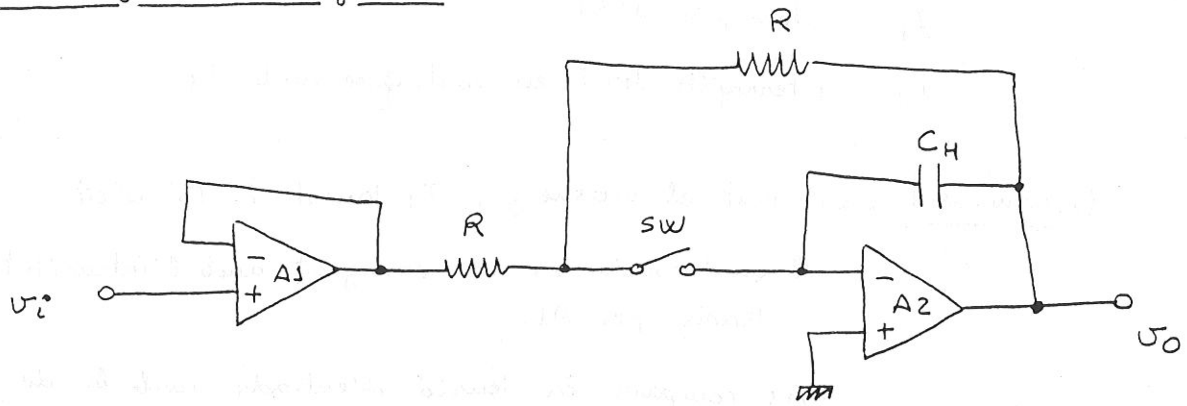
A2 : molt baix I_{io}
alt slew-rate.
alta impedància d'entrada.

C_H : molt baixes pèrdues
dielèctric de baixa absorció (Poliestirè o Teflon).

guany del circuit ≃ 1.

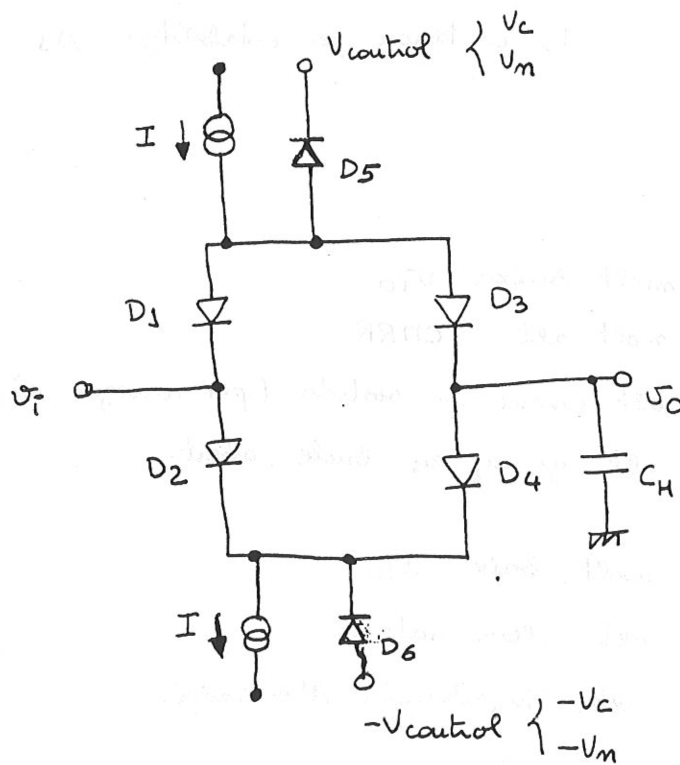
circuit comercial = LM 398 biFET S/H.

b) Moutatge en Integrador



c) Moutatge en pont de Diodes

Per freqüències de mostreig molt elevades ($F_S > 10\,MHz$)



Temps d'adquisició

Tensió en el condensador, circuit RC

$$V_C = V_{CC}\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \qquad \tau = RC$$

$$\text{error} = \varepsilon = e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$\ln(\varepsilon) = \ln\left(e^{-t/\tau}\right) = -\frac{t}{\tau}$$

finalment,

$$\boxed{t = -\tau \cdot \ln \varepsilon}$$

* si pretenem que l'error sigui inferior al 0,1%

$$\varepsilon \leq 0{,}1\% = 0{,}001.$$

$$t_{ac} \geq -\tau \cdot \ln(0{,}001) = \underline{6{,}908\ \tau}$$

* Si volem que l'error final es mantingui inferior a l'error de quantificació del CAD, aleshores el t_{ac} mínim serà:

$$e_q = \frac{q}{2}$$

$$\varepsilon = \frac{q/2}{V_{FE}} \quad ; \quad q = \frac{V_{FE}}{2^n} \quad ; \quad V_{FE} = q \cdot 2^n$$

$$\varepsilon = \frac{q/2}{q \cdot 2^n} = \frac{1}{2^{n+1}} = 2^{-(n+1)}$$

per tant,

$$t_{ac} \geq -\tau \cdot \ln\left[2^{-(n+1)}\right]$$

$$t_{ac} \geq +0{,}694\ \tau\ (n+1)$$

$$\boxed{t_{ac} \geq 0{,}7\tau\ (n+1)}$$

E. U. V.

Estudis Universitaris de Vic
Escola Universitària Politècnica d'Osona
Adscrita a la Universitat Politècnica de Catalunya
Enginyeria Tècnica de Telecomunicació
especialitat en Sistemes de Telecomunicació

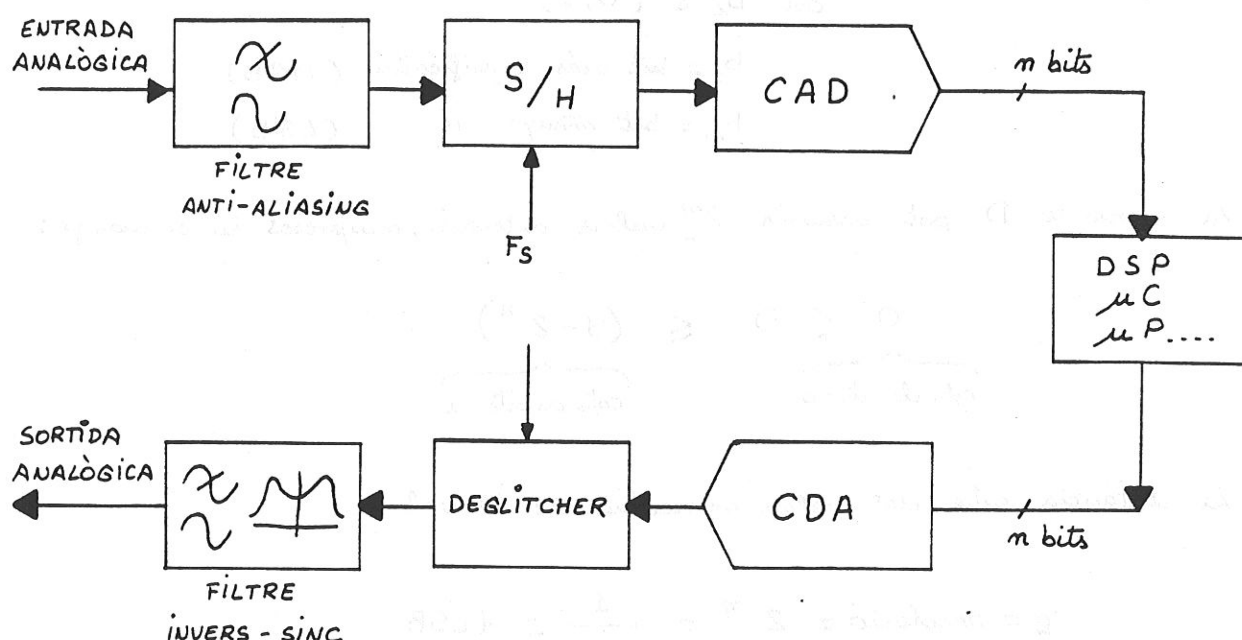
ADQUISICIÓ DEL SENYAL

Apunts de classe
Capítol 7

Antoni Suriñach i Albareda

CAPÍTOL 7.- CONVERTIDORS DE DADES

En el seu estat natural, la gran majoria de variables que ens donen informació (tensió, corrent, temperatura, pressió, temps, ...) són en forma analògica. En canvi, pel seu processat, transmissió i emmagatzematment, és més convenient expressar aquestes variables en forma digital.



Un convertidor analògic-digital (CAD) és un dispositiu que ofereix una sortida digital a partir d'un senyal analògic d'entrada. Realitza les funcions de quantificació i codificació. Hi ha models que incorporen un mostrejador (Sampling converters), i d'altres que incorporen un multiplexor analògic.

Un convertidor digital-analògic (CDA) realitza el procés invers. Els dos dispositius són inherentment NO-LINEALS.

Per l'usuari dels sistemes d'adquisició, el CAD i el CDA són elements clau que determinen el límit últim de precisió que es pot obtenir.

Malgrat que en la seqüència lògica d'un sistema d'adquisició, el CAD precedeix el CDA, resulta que alguns tipus de CAD estan basats internament en un CDA, i per tant convé conèixer en primer lloc l'estructura de CDA.

7.1.- Terminologia i especificacions

Una cadena de "n" bits forma una "paraula de n bits". El seu valor binari fraccional es defineix com:

$$D = b_1 \cdot 2^{-1} + b_2 \cdot 2^{-2} + b_3 \cdot 2^{-3} + \cdots + b_n \cdot 2^{-n} = \sum_{i=1}^{n} b_i \cdot 2^{-i}$$

on $b_i \in (0,1)$

b_1 = bit més significatiu (MSB)

b_n = bit menys " (LSB)

La variable D pot assumir 2^n valors diferents, compresos en el marge:

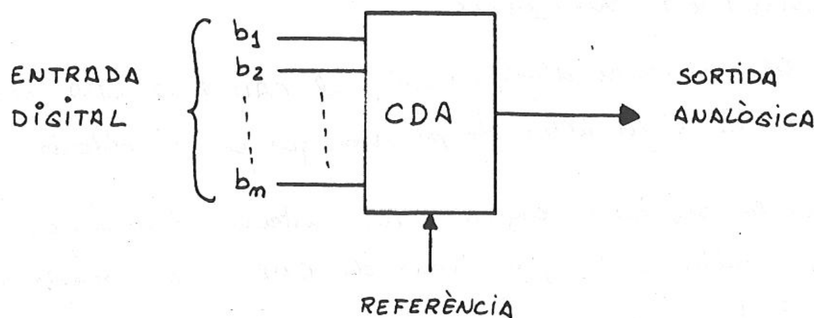
$$\underbrace{0}_{\text{tots els bits}=0} \leq D \leq \underbrace{(1-2^{-n})}_{\text{tots els bits}=1}$$

La distància entre dos valors consecutius de D val

$$q = \text{resolució} = 2^{-n} = \frac{1}{2^n} = 1\,LSB$$

7.1.1.- Convertidors digital/analògic (CDA)

Un CDA accepta una paraula digital d'entrada de "n" bits $(b_1, b_2, \cdots b_n)$, amb un valor binari fraccional D_i, i produeix un senyal analògic proporcional a D_i. La sortida pot ser en forma de corrent o tensió



Per a un CDA amb sortida en forma de tensió, la característica de transferència és:

$$V_o = K_V \cdot V_r \cdot D_i = K_V \cdot V_r \cdot (b_1 \cdot 2^{-1} + b_2 \cdot 2^{-2} + \dots + b_m \cdot 2^{-m})$$

$$V_o = \underbrace{K_V \cdot V_r}_{V_{FE}} \cdot D = V_{FE} \cdot \sum_{i=1}^{m} b_i \cdot 2^{-i}$$

V_r = tensió de referència

K_V = constant d'escala

V_{FE} = tensió o marge de fons d'escala

Per a un CDA amb sortida en forma d'intensitat, I_o val:

$$I_o = K_i \cdot I_r \cdot D_i = I_{FE} \cdot \sum_{i=1}^{m} b_i \cdot 2^{-i}$$

I_r = corrent de referència

K_i = constant d'escala

I_{FE} = corrent o marge de fons d'escala.

* Observem que V_o es pot expressar, també, com el resultat de multiplicar la tensió analògica de referència V_r pel senyal digital d'entrada D_i.

Quan aquests senyals de referència V_r o I_r són exteriors al CDA, i per tant, poden variar, aquests CDA també s'anomenen CDA multiplicadors (MDAC)

El valor $V_{FE} = K_V \cdot V_r$ s'anomena "Marge de fons d'escala" (FSR)

$I_{FE} = K_i \cdot I_r$

valors típics són: per V_{FE} = 2,5 V, 5 V, 10 V

per I_{FE} = 1 mA, 2 mA.

* Depenent de la paraula digital (D_i) d'entrada, V_o pot assolir 2^m valors diferents, compresos en el marge:

$$0\,V \leq V_o \leq (1 - 2^{-m}) \cdot V_{FE}$$

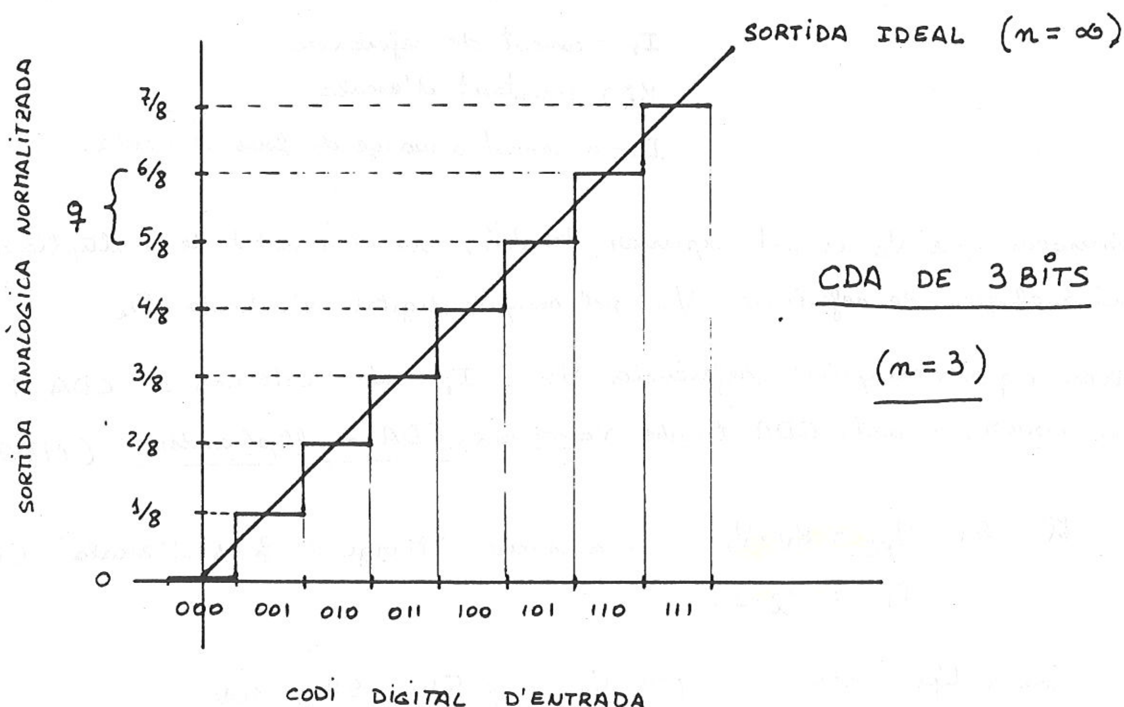
La quantitat $(1-2^{-n})\cdot V_{FE}$ s'anomena "Valor màxim a la sortida", i sempre és inferior a V_{FE}

$$\underbrace{V_{FE}}_{\text{marge de fons d'escala}} > V_{O\,màx} = V_{FE}\cdot(1-2^{-n}) = V_{FE}\cdot\frac{2^n-1}{2^n}$$

* S'ha de notar que la contribució del MSB en V_O és $\frac{V_{FE}}{2}$, i la contribució del LSB en V_O és $\frac{V_{FE}}{2^n}$

* La quantitat $\frac{V_{FE}}{2^n}$ s'anomena quantum, o resolució, o intèrval de quantificació

CORBA DE TRANSFERÈNCIA DEL CDA



Exemple

Suposant que $V_{FE} = 1V$, aleshores en un CDA de 3 bits,

$$q = \text{resolució} = \frac{V_{FE}}{2^n} = \frac{1V}{2^3} = \frac{1}{8}V.$$

El màxim valor de sortida serà:

$$V_{O_{max}} = (1-2^{-n}) \cdot V_{FE} = (1-2^{-3}) \cdot 1V = 0{,}875\,V = \frac{7}{8}\,V.$$

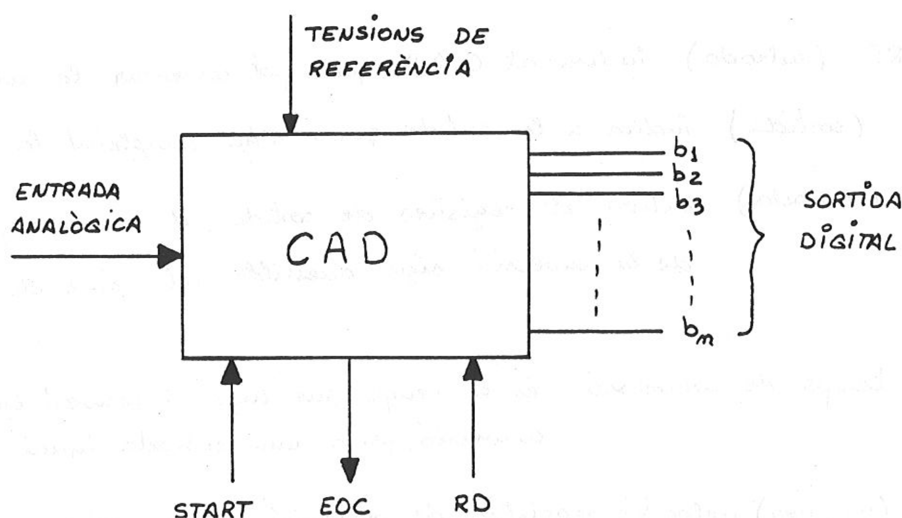
7.1.2.— Convertidors analògic/digital (CAD)

Un convertidor analògic/digital efectua la funció inversa d'un CDA: accepta una entrada analògica v_i (generalment una tensió) i proporciona una paraula binària de sortida $b_1 b_2 b_3 \cdots b_n$, de valor fraccional D_O

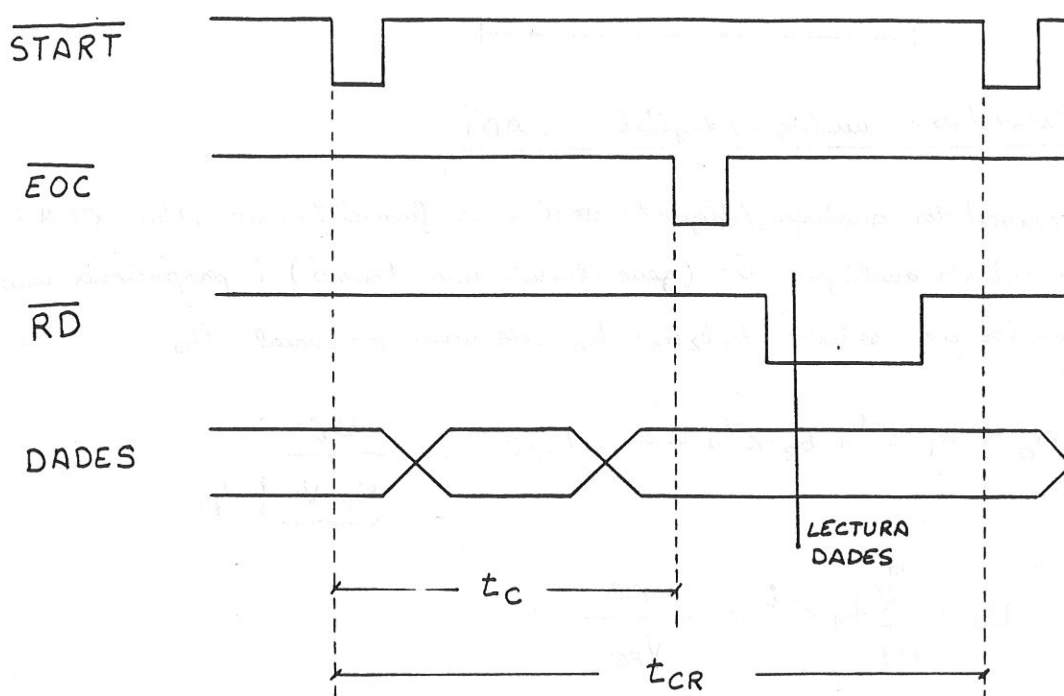
$$D_O = b_1 \cdot 2^{-1} + b_2 \cdot 2^{-2} + \cdots + b_n \cdot 2^{-n} = \frac{v_i}{\underbrace{K_V \cdot V_r}_{V_{FE}}}$$

$$D_O = \sum_{i=1}^{n} b_i \, 2^{-i} = \frac{v_i}{V_{FE}}$$

V_r = tensió de referència
K_V = constant d'escala
V_{FE} = tensió o marge de fons d'escala



Un possible diagrama temporal dels senyals d'un CAD seria el següent:



t_C = temps de conversió

$1/t_{CR}$ = (màxima) velocitat repetitiva de conversió

START (entrada) indica al C.A.D quan pot començar la conversió

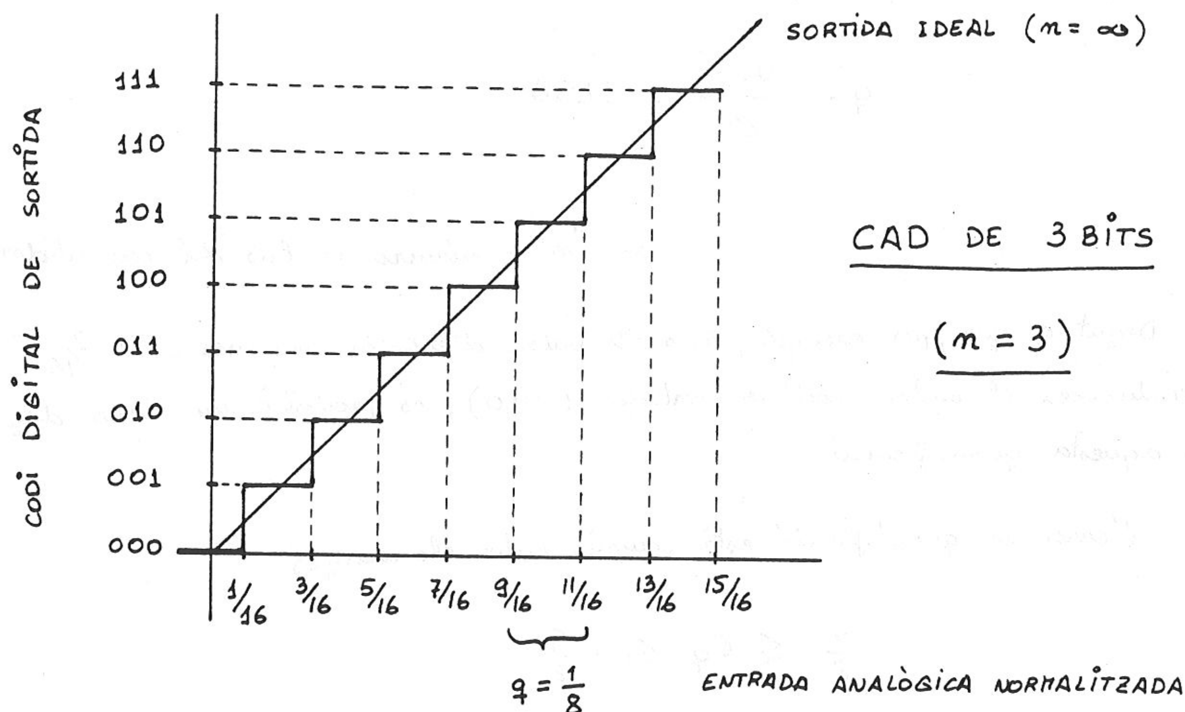
EOC (sortida) indica a la sortida quan s'ha completat la conversió

$\overline{RD}$ (entrada) activa els registres de sortida, de manera que el resultat de la conversió sigui accessible pels pins de sortida.

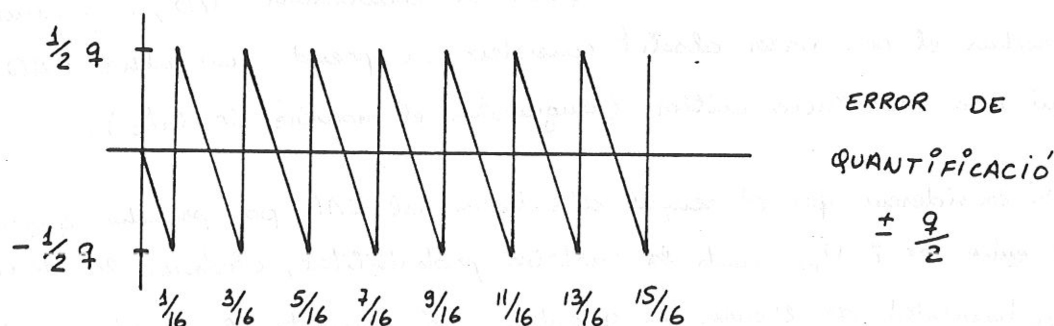
t_C = temps de conversió és el temps que triga el convertidor en fer una conversió, per a una entrada igual a V_{FE}.

$\frac{1}{t_{CR}}$ = (màxima) velocitat repetitiva de conversió és la màxima velocitat a la qual el convertidor pot fer conversions de manera repetitiva, tenint en compte el temps de conversió, lectura de dades, etc,.. amb una resolució i linealitat determinades, i per a una entrada igual al valor de fons d'escala V_{FE}.

CORBA DE TRANSFERÈNCIA DEL CAD



Una tensió d'entrada compresa entre 0 i 1/16 produeix el codi 000
" " " " " 1/16 i 3/16 " " 001



La Resolució o interval de quantificació és la mínima quantitat que ha d'augmentar o disminuir l'entrada analògica perquè la sortida augmenti o disminueixi un codi

q = resolució = intèrval de quantificació = $\frac{\text{Marge de fons d'escala}}{\text{Quantitat de codis diferents}}$

$$q = \frac{V_{FE}}{2^n} = 1LSB$$

on "n" = número de bits del convertidor

Degut a que, per exemple, tots els valors d'entrada compresos entre 3/16 i 5/16 produeixen el mateix codi de sortida (010), es produirà un error degut a aquesta quantificació

L'error de quantificació està comprès entre els marges

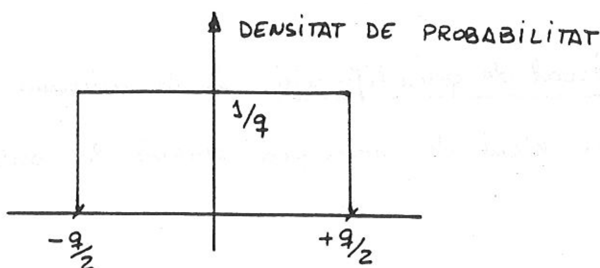
$$-\frac{q}{2} \leq e_q \leq +\frac{q}{2}$$

Com en tots els tractats d'errors, s'ha de donar la fita màxima d'aquest error, i per tant,

$$e_q = \text{error de quantificació} = \pm\, q/2$$

Aquest error està associat a qualsevol convertidor A/D, i la única manera de reduir el seu valor absolut consisteix en prendre un altre CAD que tingui una resolució millor (augmentar el nombre de bits).

Si considerem que el senyal d'entrada al CAD pot prendre qualsevol valor entre 0 i V_{FE} amb la mateixa probabilitat, aleshores la densitat de probabilitat de l'error de quantificació presenta la corba següent:



amb aquesta distribució, l'error de quantificació es pot assimilar a un soroll que s'anomena "soroll de quantificació" i que té els següents valors:

$$V_{nq} \text{ promig} = 0$$

$$V_{nq} \text{ rms} = \frac{V_{FE}}{2^n \sqrt{12}} = \frac{q}{\sqrt{12}}$$

Per cada bit de resolució que s'incrementa, V_{nq} es redueix a la meitat.

7.1.3.— Paràmetres i característiques dels convertidors

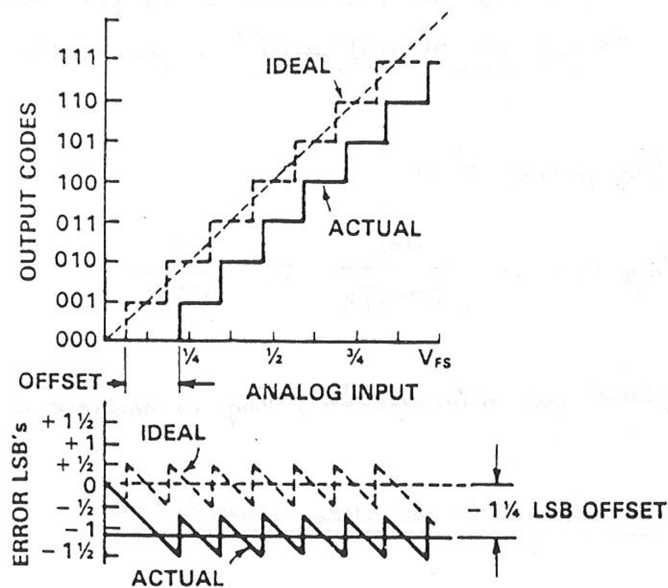
Exactitud o error total és el valor màxim de la suma de tots els errors, inclòs el de quantificació, i es pot expressar com error absolut o com error relatiu.

* Error absolut → diferència entre el valor d'entrada equivalent al codi de sortida actual i el valor de l'entrada real. Es dóna en Volts.
* Error relatiu → cocient entre error absolut i la tensió analògica d'entrada. S'expressa en termes de LSB o en % de V_{FE}

Error de zero o error d'offset és el valor analògic de la diferència entre la corba de transferència real i la ideal en absència d'altres errors (excepte el de quantificació).

La seva presència implica que la primera transició no es produeix exactament en $+\frac{1}{2}$ LSB, de manera que la corba de transferència està desplaçada horitzontalment. S'expressa en mV o com a percentatge del fons d'escala.

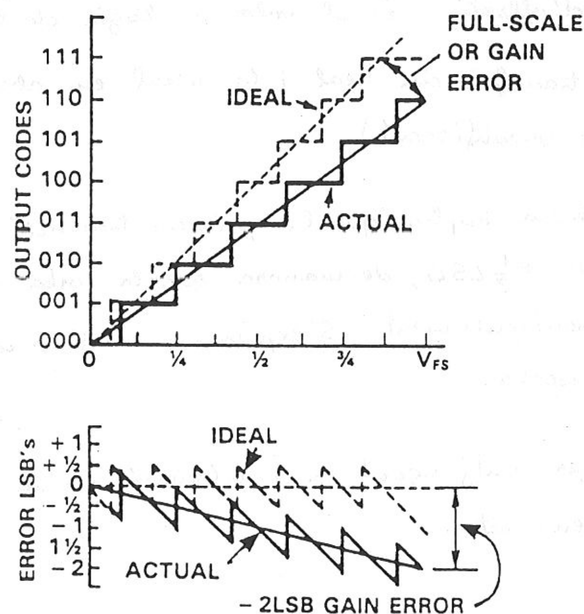
Es pot corregir mitjançant la calibració a una temperatura i en un moment determinat.



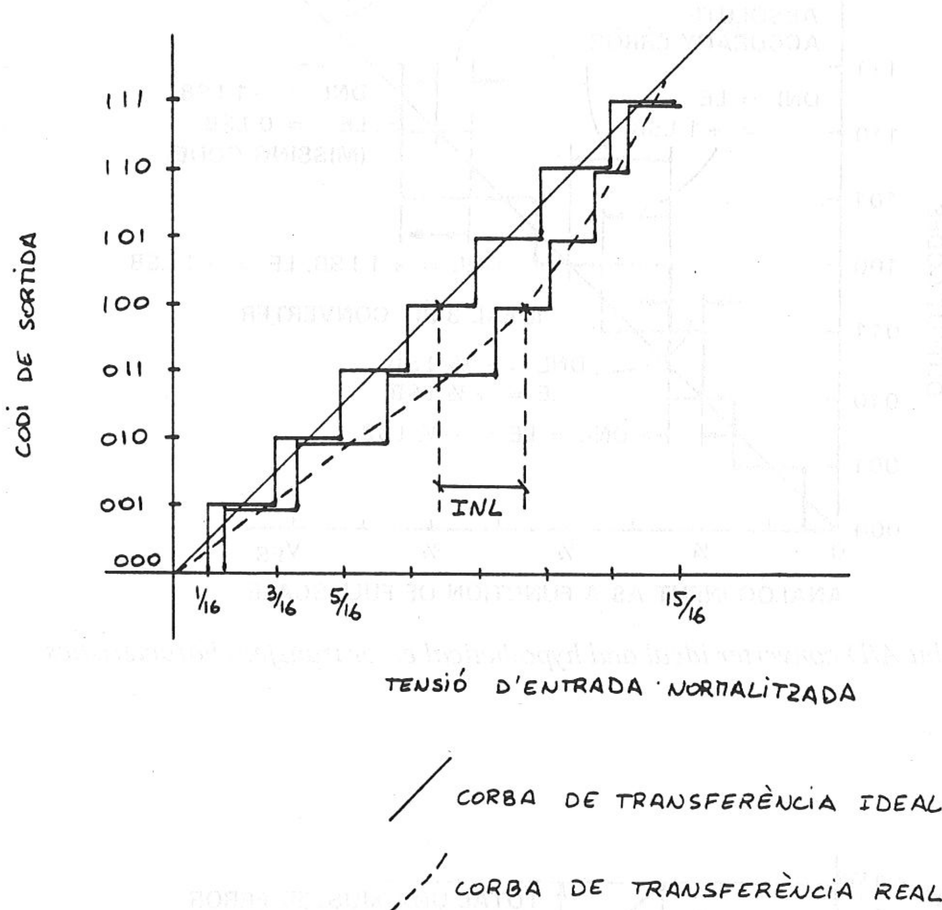
<u>Error de guany o error de fons d'escala</u> és la diferència entre el pendent de la corba de transferència real i la ideal en absència d'altres errors (excepte el de quantificació).

És sol expressar en % per una entrada igual al fons d'escala.

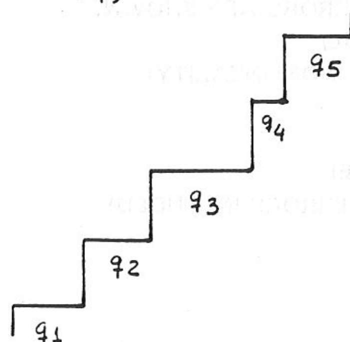
A l'igual que l'error de zero, aquest error també es pot corregir mitjançant calibració a una temperatura i en un moment determinats.



Error de linealitat (LE) o No-Linealitat Integral (INL) és la màxima diferència entre la corba de transferència real i la ideal, quan els errors de zero i de guany són nuls. És un error que no es pot corregir. S'expressa com a percentatge del fons d'escala, o com a fracció de LSB.



Error de No-linealitat diferencial (DNL) és la màxima diferència entre qualsevol interval de quantificació real i el seu valor analògic ideal (q).



$q_1 = q_2 = q_5 = q = 1 LSB$

$q_3 = 1{,}5\,q$

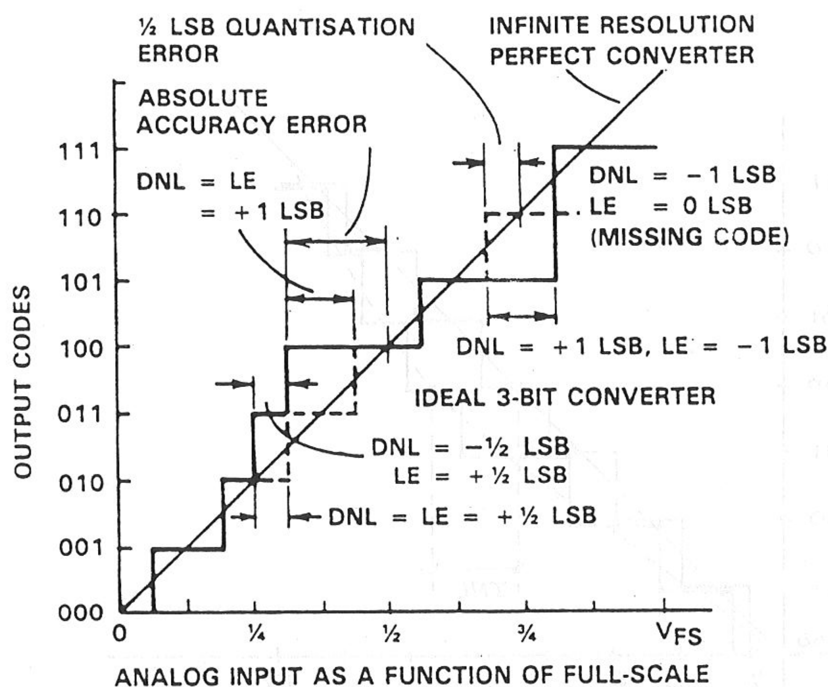
$q_4 = 0{,}5\,q$

$DNL\ (q_3) = 1{,}5q - q = +0{,}5\ LSB$

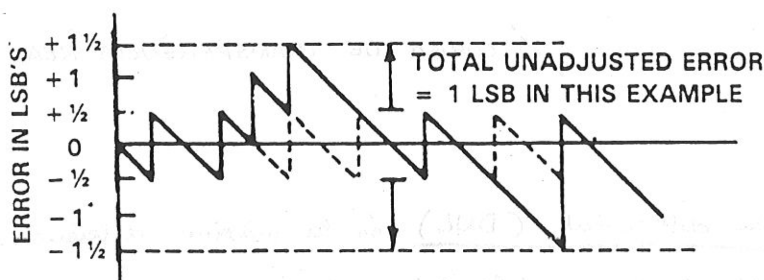
$DNL\ (q_4) = 0{,}5q - q = -0{,}5\ LSB$

Quan l'error de No-linealitat diferencial és superior o igual a ±1LSB, aleshores es poden perdre codis, i la funció de transferència pot esdevenir No-monotònica.

En la gràfica següent es pot veure com un DNL=-1LSB provoca un codi perdut (110)



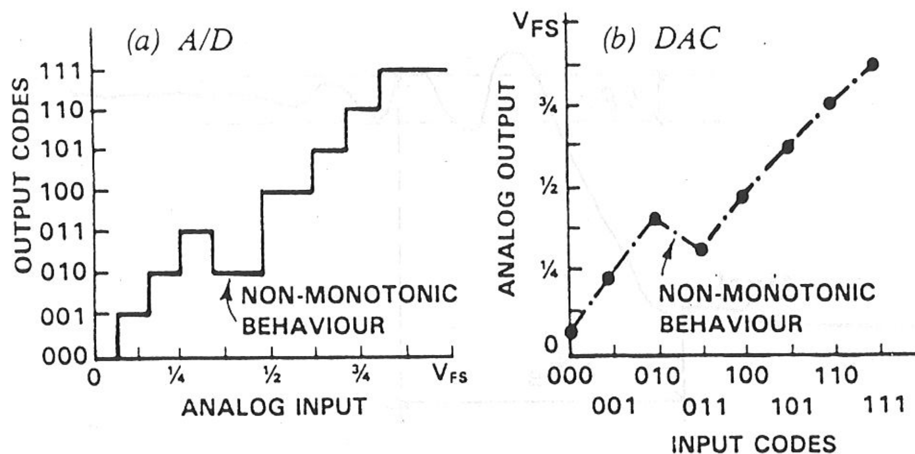
(a) 3-bit A/D converter ideal and hypothetical error transfer characteristics



(b) Example error curve (actual−perfect transfer characteristic)

NOTE: EXAMPLES OF THE FOLLOWING ERRORS ARE SHOWN:
DIFFERENTIAL NONLINEARITY (DNL)
LINEARITY ERROR (LE) (INTEGRAL NONLINEARITY)
ABSOLUTE ACCURACY ERROR
QUANTISATION ERROR
TOTAL UNADJUSTED ERROR (TUE)
(WITHOUT ZERO OR FULL-SCALE ERRORS INCLUDED)

En la gràfica següent es pot veure com un DNL = -1LSB pot provocar una funció de transferència no-monotònica (en un CAD i en un CDA).



Error ajustat (Adjusted Error) es refereix als errors de linealitat d'aquells convertidors que, tenint accés exterior per ajustar l'error de zero i l'error de guany, tenen aquests dos últims errors reduïts a zero.

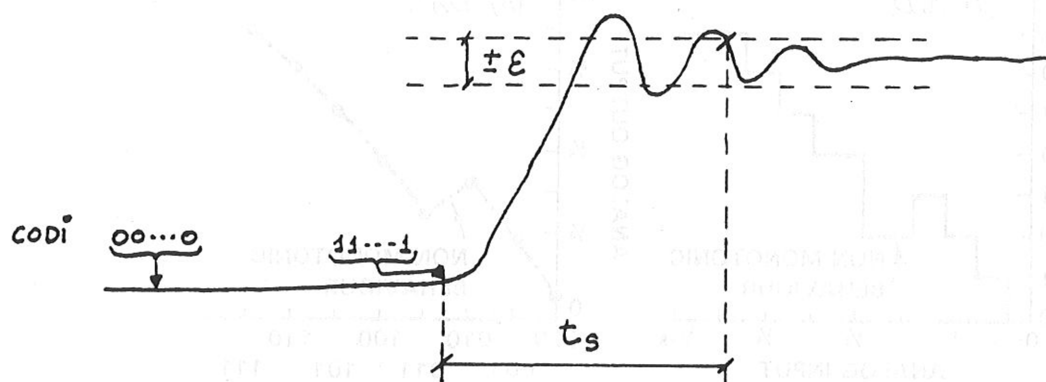
Error Total no Ajustat (Total Unadjusted Error, TUE) s'aplica als convertidors que no tenen un accés des de l'exterior per ajustar els errors de guany i de zero. Aquest error és la suma dels errors d'offset, de guany i de linealitat en tot el marge del convertidor.

Temps de conversió (t_c) és el temps que triga el CAD en fer una conversió, amb una linealitat i resolució determinades, i per a una entrada igual al valor de fons d'escala V_{FE}.

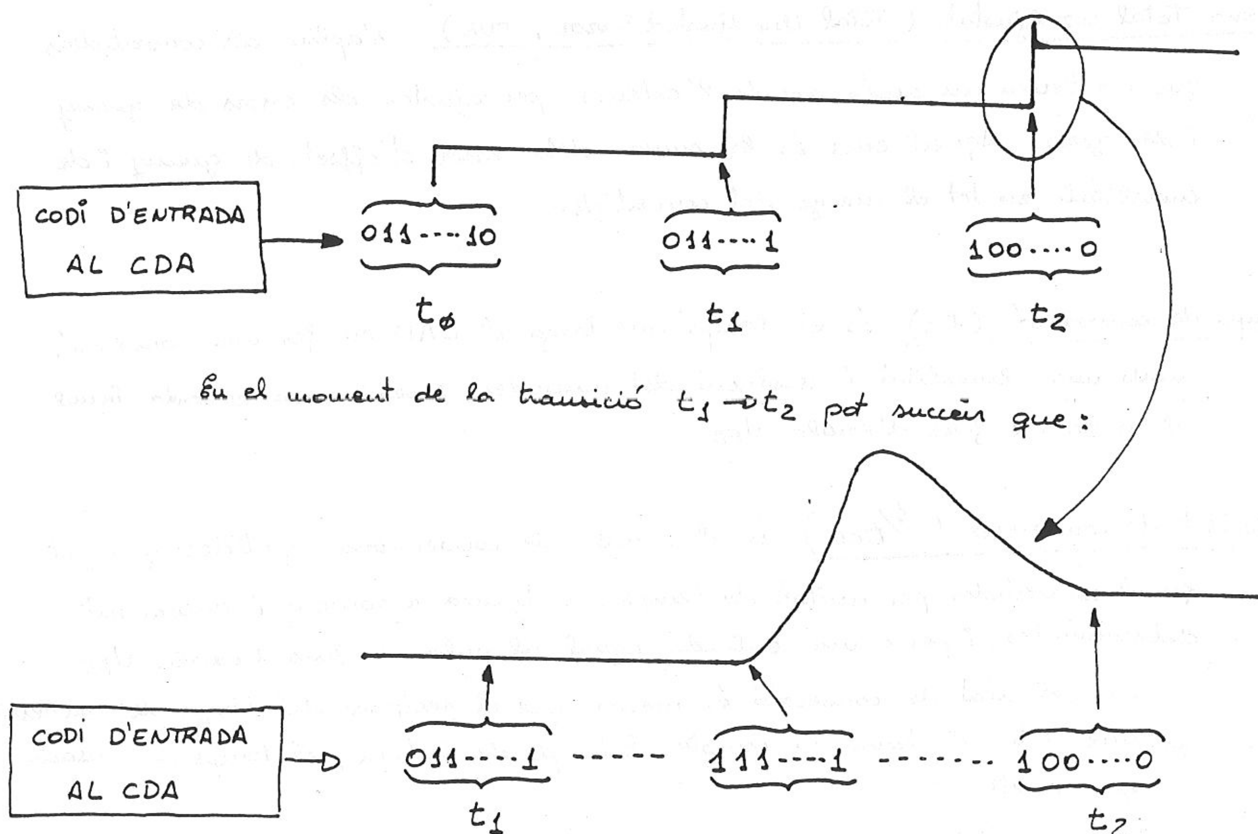
Velocitat de conversió ($1/t_{CR}$) és el nombre de conversions repetides que pot fer el convertidor per unitat de temps, amb una resolució i linealitat determinades, i per a una entrada igual al valor de fons d'escala V_{FE}.

La velocitat de conversió és menor que el recíproc del temps de conversió, ja que s'ha de tenir en compte el temps de lectura, el temps de posada a zero, etc...

Temps d'establiment (Settling Time t_s) és el temps necessari perquè la sortida d'un convertidor digital/analògic assoleixi el valor final, dintre d'una banda d'error determinat, quan a l'entrada hi apliquem una transició de fons d'escala

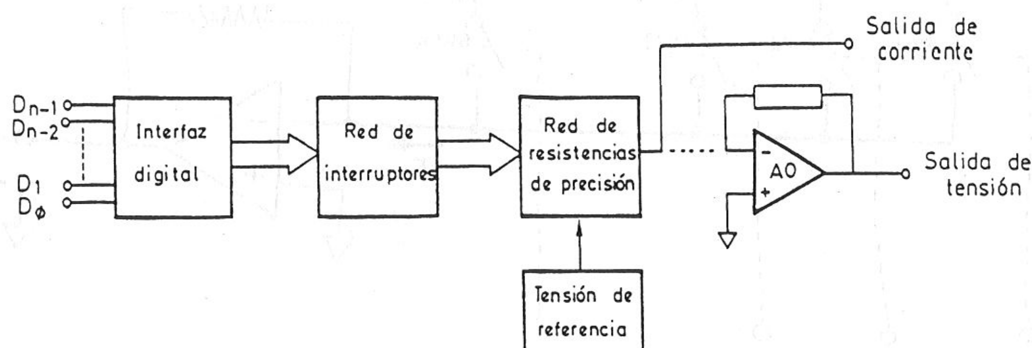


Glitch (espuri impulsional no desitjat) és un senyal impulsional no desitjat que sol aparèixer a la sortida dels CDA quan a l'entrada apareixen codis consecutius en el temps que produeixen transicions en les quals canvia més d'1 bit al mateix temps.



7.2. – Convertidors Digital / Analògic (CDA)

Els CDA més comuns són de tipus paral·lel, i la seva estructura general s'indica a continuació



La interfície digital adapta el nivell lògic d'entrada al nivell requerit pels interruptors. i, en el cas dels models "compatibles amb µP", retenen la paraula d'entrada que han de convertir durant el temps que dura la conversió. L'Amplif. Operacional de sortida converteix el corrent en tensió, i en el cas de CDA ràpids, aquest A.O. sol ser extern. Malgrat això, la Resistència d'aquest O.A. convé que sigui interna per tal d'estar aparellada amb les altres i tenir el mateix CTR.

Els temps de conversió van entre $100ms \leq t_C \leq 100\mu s$

La resolució estàndard és de 12 bits, però n'hi ha de 8, 10, 12, 16, 18 i 20 bits

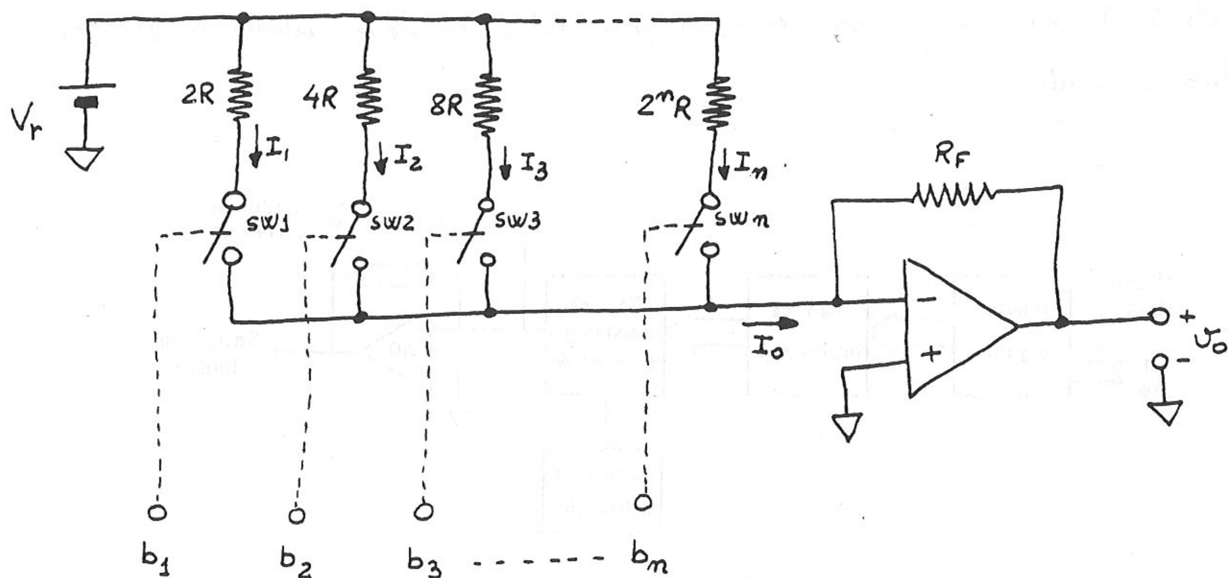
Hi ha varis tipus de convertidors digital/analògic. Els més utilitzats són el CDA de resistències ponderades, i els CDA de resistors en escala.

7.2.1.– C.D.A de Resistències ponderades

Aquests convertidors ofereixen sortida per corrent, i la xarxa de resistors està formada per una xarxa de resistors de resistència ponderada en potències de 2.

En la figura següent es pot veure un CDA de "n" bits.

En el cas que tots els interruptors estiguin tancats, per cada branca hi circula una intensitat ponderada, també, en potències de 2.



$$I_1 = \frac{V_r}{2R} \quad ; \quad I_2 = \frac{V_r}{4R} \quad \cdots \quad ; I_n = \frac{V_r}{2^n R}$$

$$I_o = V_r \left(\frac{1}{2R} + \frac{1}{4R} + \cdots + \frac{1}{2^n R} \right)$$

Depenent de l'estat dels interruptors $\begin{cases} b_i = 1 \rightarrow \text{interruptor tancat} \\ b_i = 0 \rightarrow \text{" obert} \end{cases}$

$$I_o = V_r \cdot \sum_{i=1}^{n} \frac{b_i}{2^i R}$$

i la tensió de sortida serà:

$$v_o = -\frac{R_F}{R} \cdot V_r \left(b_1 \cdot 2^{-1} + b_2 \cdot 2^{-2} + \cdots + b_n \cdot 2^{-n} \right)$$

$$v_o = -\frac{R_F}{R} \cdot V_r \cdot \sum_{i=1}^{n} \frac{b_i}{2^i}$$

es veu clarament que la constant d'escala, K_v val

$$K_v = -\frac{R_F}{R}$$

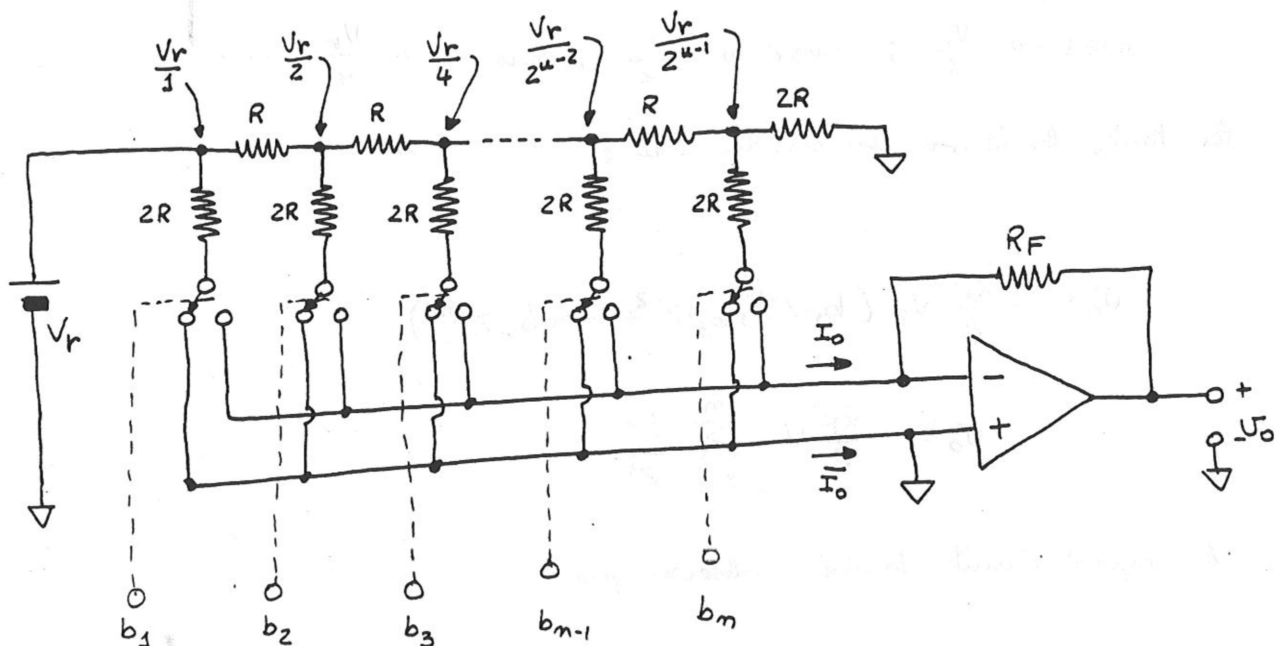
i es pot variar ajustant R_F.

El problema que tenen aquest tipus de CDA és l'efecte de R_{ON} de l'interruptor en el valor de la resistència de cada branca.

Si volem minimitzar el problema hem de fer $R >>> R_{ON}$, i això comporta treballar amb resistors de valor molt elevat, sobretot en les últimes branques ($2^n R$)

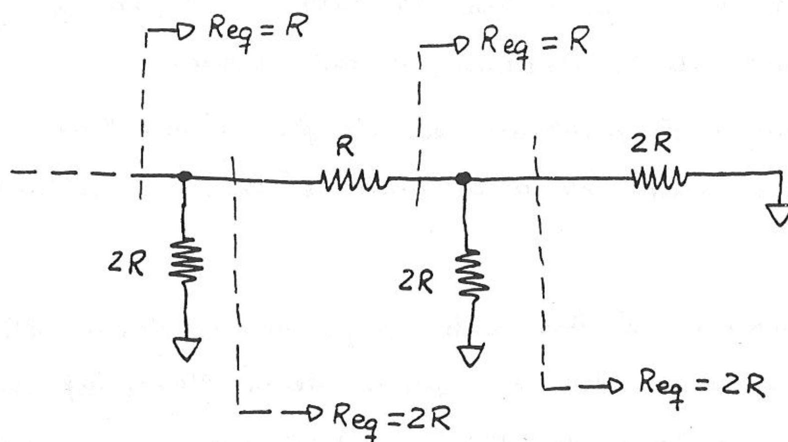
La dificultat d'obtenir resistors amb marges de resistència $2R < R_i < 2^n R$ i amb una tolerància prou petita com per mantenir l'error inferior al de quantificació limiten aquest tipus de CDA per utilitzacions de $n \leq 8$ bits

7.2.2.- CDA de resistors en escala



En aquest tipus de CDA, la xarxa resistiva està formada per resistors de només 2 valors, R i 2R, formant una escala.

En aquest circuit s'observa que a partir de qualsevol node de la xarxa, mirant cap a la dreta, la resistència equivalent sempre val 2R, i tenint en compte la resistència del node a terra, la $R_{eq} = R$



això comporta que la tensió en cada nus sigui

nus 1 → $\frac{V_r}{1}$; nus 2 → $\frac{V_r}{2}$; nus 3 → $\frac{V_r}{4}$ - - - - -

Per tant, la tensió de sortida serà:

$$V_o = -\frac{R_F}{R} V_r \left(b_1 \cdot 2^{-1} + b_2 \cdot 2^{-2} + \dots + b_n 2^{-n} \right)$$

$$V_o = -\frac{R_F}{R} V_r \sum_{i=1}^{n} \frac{b_i}{2^i}$$

En aquest circuit també s'observa que

$$I_o + \overline{I_o} = (1 - 2^{-n}) \cdot I_i = (1 - 2^{-n}) \cdot \frac{V_r}{R}$$

$$I_o = \frac{\frac{V_R}{R}}{2^n} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} b_i \cdot 2^i$$

Exemple

En un CDA d'ex 8 bits d'escala R-2R, amb $V_r = 10V$ i $R = 10K\Omega$, quant val la intensitat màxima de sortida? Quant val I_o i $\overline{I_o}$ si $D_i = 10101010$?

$$(I_0 + \overline{I_0}) = (1 - 2^{-n}) \cdot \frac{V_r}{R}$$

$$(I_0 + \overline{I_0}) = (1 - 2^{-8}) \cdot \frac{10V}{10K\Omega} = \boxed{0{,}9961\,mA}$$

Si $D_i = 10101010$, quant val I_0 i $\overline{I_0}$

$$I_0 = \frac{V_R/R}{2^n} \sum_{i=0}^{n-1} b_i \cdot 2^i$$

$$I_0 = \frac{\frac{10V}{10K\Omega}}{2^8} \cdot \left(0 \cdot 2^0 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^6 + 1 \cdot 2^7\right)$$

$$I_0 \cong 0{,}664\,mA$$

$$\overline{I_0} = 0{,}9961 - 0{,}664 \cong 0{,}332\,mA.$$

Exemple

Un CDA d'escala R-2R de 12 bits, amb $V_r = 10V$ i $R = R_F = 10K\Omega$ està dissenyat per un marge de temperatures de 0°C a 70°C. Quina és la màxima deriva (error de deriva) que es permet a la font i a l'OP-AMP (per separat), si volem que l'error del CDA es mantingui en $\pm 1/4$ LSB. S'assumeix que el CDA està calibrat a 25°C.

Si el CDA és de 12 bits, això implica que la seva resolució val

$$q = \frac{V_{FE}}{2^n} = \frac{10V}{2^{12}} = 2{,}44\,mV = 1\,LSB$$

Com que el seu màxim error ha de ser $\pm \frac{1}{4}$ LSB,

$$e_{màx} = \pm \frac{2{,}44\,mV}{4} = \pm 0{,}61\,mV.$$

Donat que el CDA està calibrat a +25°C, la màxima variació de temperatura serà

$$\Delta T = 0°C - 25°C = -25°C$$

$$\Delta T = 70°C - 25°C = +45°C$$

$$\Delta T_{màx} = +45°C$$

per tant, les derives, tant de la font com de l'operacional no poden excedir de

$$\left.\frac{\Delta V}{\Delta T}\right|_{màx} = \frac{\pm 0{,}61\ mV}{45°C} \simeq \pm 13{,}6\ \mu V/°C$$

* Com que la font té una tensió nominal de 10V, la seva deriva màxima haurà de ser.

$$TC = \frac{\pm 13{,}6\ \mu V/°C}{10\ V} = \pm 1{,}36\ \mu V/V/°C = \pm 1{,}36\ ppm/°C$$

* Si considerem la deriva tèrmica en l'operacional com una font de soroll, el guany de soroll per aquesta etapa és

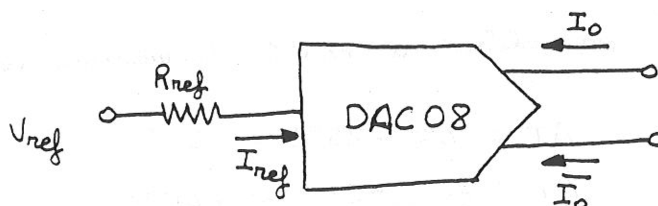
$$G_n = \left(1 + \frac{R_F}{R}\right) = 2$$

aleshores la seva deriva tèrmica màxima serà:

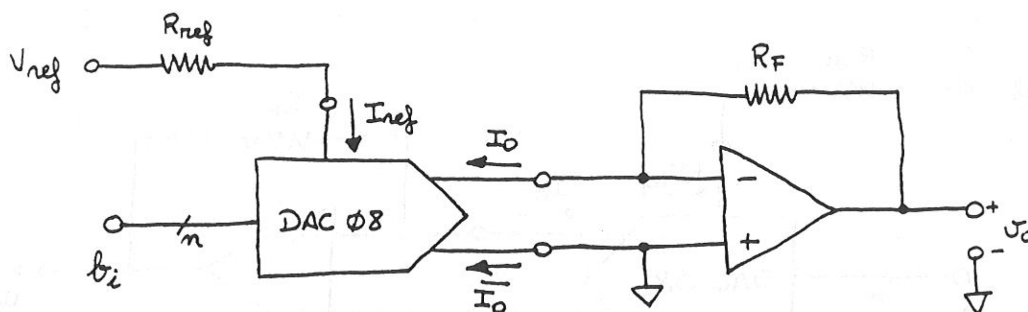
$$\left.\frac{\Delta V_{IO}}{\Delta T}\right|_{màx} = \frac{\pm 13{,}6\ \mu V/°C}{2} = \pm 6{,}8\ \mu V/°C$$

(aquesta ΔV_{IO} ha de tenir en compte la contribució de tots els paràmetres de l'operacional que varien amb la temperatura).

Els CDA monolítics que es troben comercialment es basen en la tècnica de xarxa resistiva R-2R, i en lloc d'una V_{ref} s'ha d'entrar al CDA un corrent de referència, I_{ref}. D'altra banda, el corrent, en lloc de ser de sortida és d'entrada.



DAC MONOLÍTIC R-2R AMB SORTIDA UNIPOLAR POSITIVA



$$I_{ref} = \frac{V_{ref}}{R_{ref}}$$

$$I_o = \frac{I_{ref}}{2^n} \sum_{i=0}^{n-1} b_i \, 2^i \quad ; \left(I_o + \bar{I}_o\right) = I_{max} = \frac{I_{ref}\,(2^n - 1)}{2^n}$$

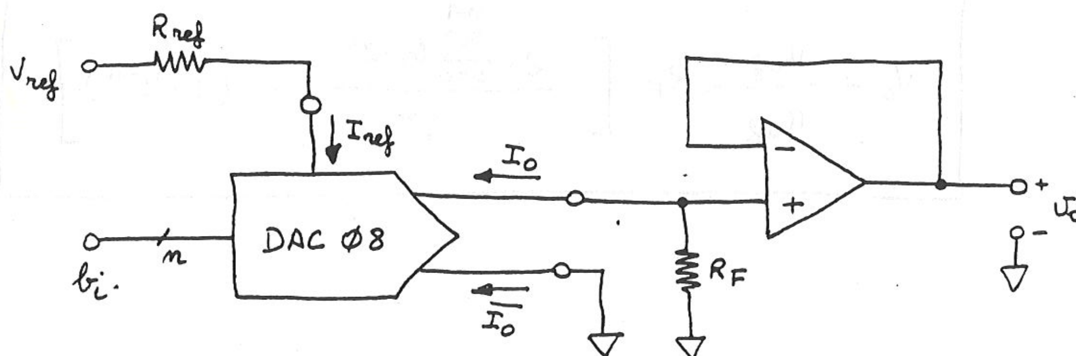
$$V_o = I_o R_F$$

$$V_o = \frac{V_{ref}}{I_{ref}} \cdot \frac{R_F}{2^n} \sum_{i=0}^{n-1} b_i \cdot 2^i$$

$b_0 = LSB$

$b_{n-1} = MSB$

DAC MONOLÍTIC R-2R AMB SORTIDA UNIPOLAR NEGATIVA



$$\left(I_o + \bar{I}_o\right) = I_{o\,màx} = \frac{I_{ref}\,(2^n - 1)}{2^n} = I_{ref}\,(1 - 2^{-n})$$

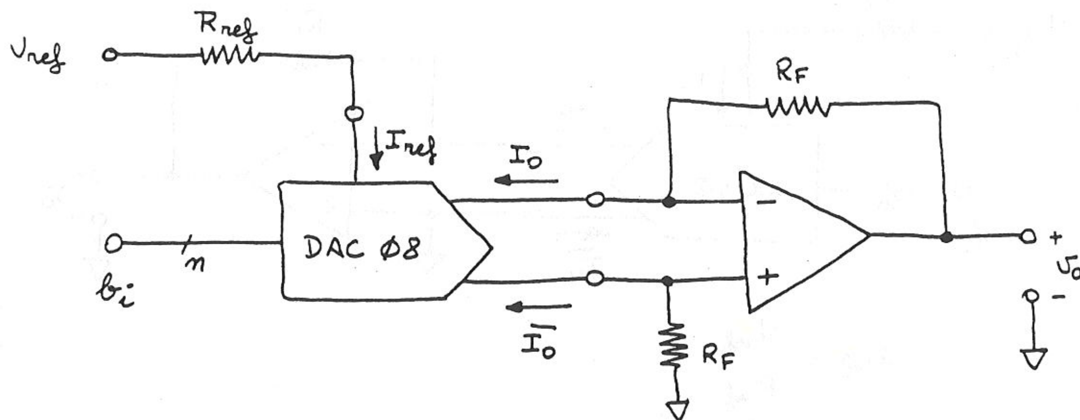
$$V_o = -I_o R_F$$

$$V_o = -\frac{V_{ref}}{R_{ref}} \frac{R_F}{2^n} \sum_{i=0}^{n-1} b_i \, 2^i$$

$b_0 = LSB$

$b_{n-1} = MSB$

DAC MONOLÍTIC R-2R AMB SORTIDA BIPOLAR (SIMÈTRICA)



$$I_{ref} = \frac{V_{ref}}{R_{ref}}$$

$$I_o = \frac{I_{ref}}{2^n} \sum_{i=0}^{n-1} b_i \, 2^i$$

$$I_o + \bar{I_o} = I_{màx} = \frac{I_{ref}\,(2^n - 1)}{2^n} = I_{ref}\,(1 - 2^{-n})$$

$$V_o = \frac{V_{ref}}{R_{ref}} \cdot R_F \left[\frac{2 \cdot \sum_{i=0}^{n-1} b_i \cdot 2^i}{2^n} - (1 - 2^{-n}) \right]$$

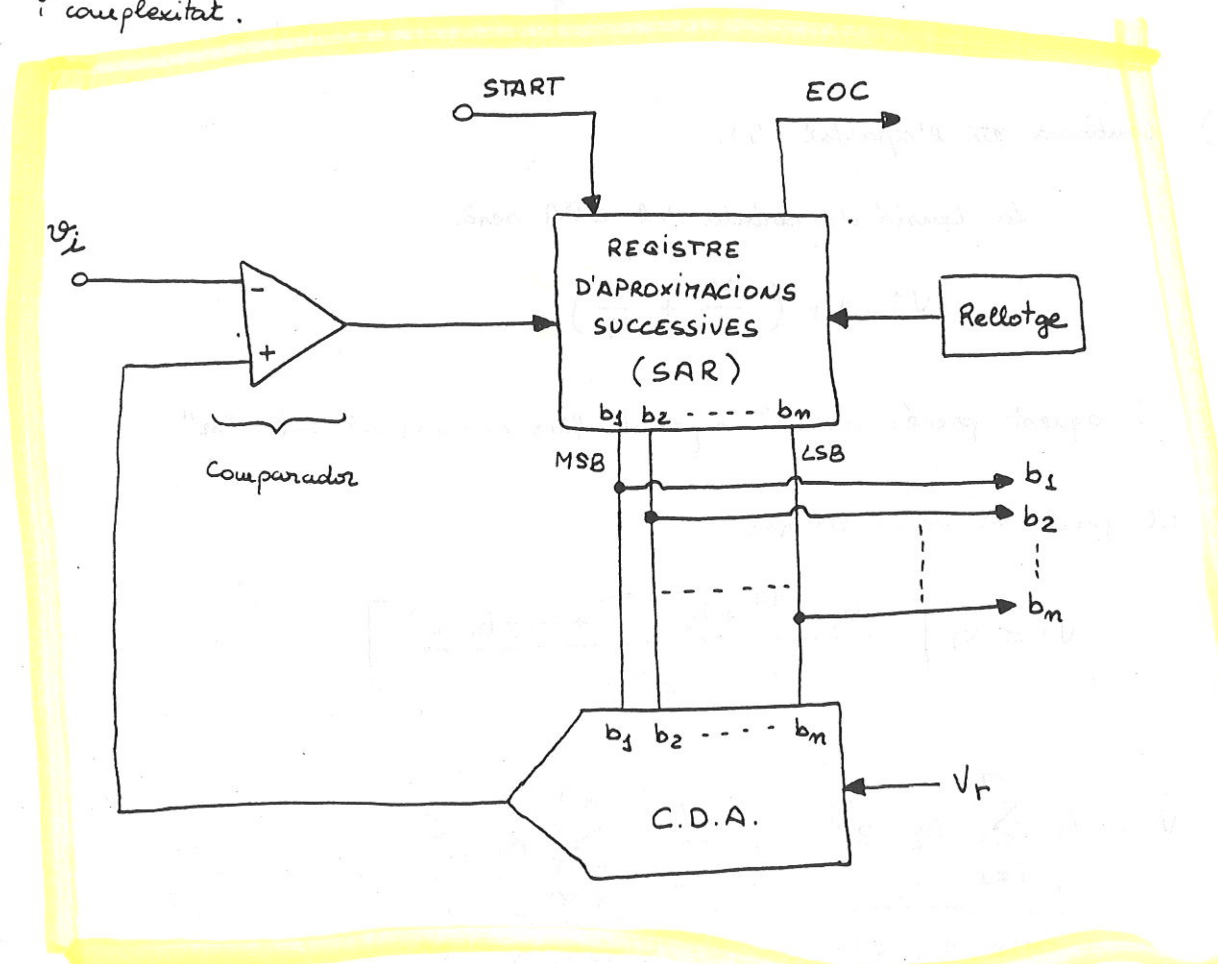
7.3.- Convertidors Analògic / Digital (CAD)

Hi ha varis tipus bàsics de convertidors A/D.

a) convertidors A/D d'aproximacions successives
b) " " paral·lels (convertidors Flash)
c) " " integradors (simple, doble i triple rampa)
d) " " tipus servo
e) " " sigma-delta (convertidors de sobremostreig)
f) " " tensió / freqüència.

7.3.1. C.A.D. d'aproximacions successives

Aquests CAD utilitzen una estratègia de búsqueda de codi de tipus binari. L'algorisme d'aproximacions successives ofereix un bon compromís entre velocitat i complexitat.



Hi ha models de 8, 10, 12, 14 i 16 bits, amb temps de conversió compresos entre 1 μs i 100 μs.

Funcionament:

a) Començant pel MSB, el registre SAR insereix un "1" en b_1

La sortida del SAR val 1000---0

b) Aquesta paraula es converteix en analògica en el CDA, prenent un valor $V^+ = V_r \cdot \frac{1}{2} = \frac{V_r}{2}$

c) El comparador compara el valor d'entrada, v_i, amb aquest valor.

Si $v_i > V^+$, aleshores el SAR deixa l'1 en b_1

Si $v_i < V^+$, aleshores el SAR canvia l'1 per ∅ en b_1

d) A continuació el SAR posa un "1" en b_2

La sortida del SAR val x100···0

↑ depen de l'apartat c)

e) Continua en l'apartat b).

La tensió de sortida del CDA serà.

$$V^+ = V_r\left(\frac{b_1}{2} + \frac{1}{4}\right)$$

i aquest procés s'anirà repetint fins arribar al bit "n"

f) al final, el valor V^+ serà

$$V^+ = V_r\left[\frac{b_1 \cdot 2^{n-1} + b_2 \cdot 2^{n-2} + \cdots + b_n 2^0}{2^n}\right]$$

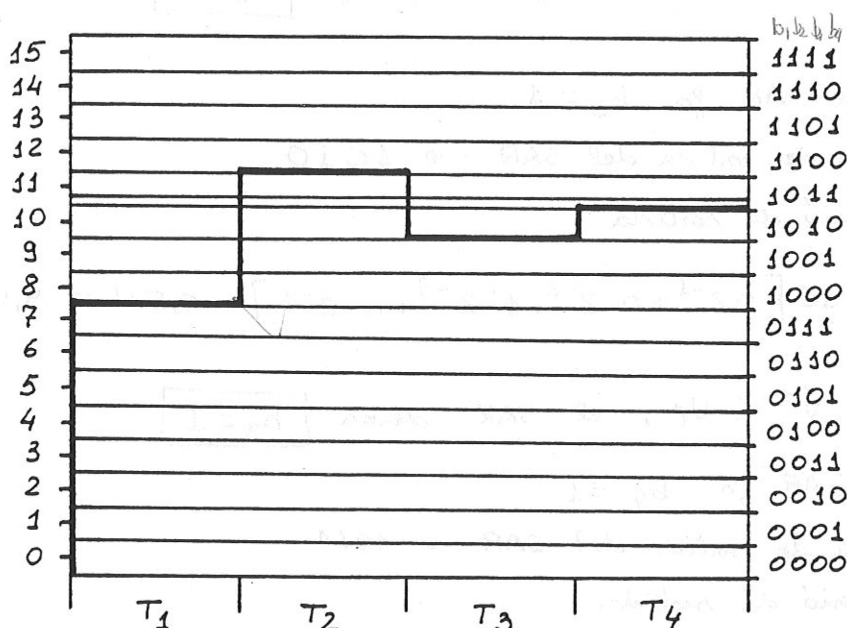
$$V^+ = V_r \sum_{i=1}^{n} b_i \cdot 2^{-i} = \frac{V_r}{2^n} \sum_{i=0}^{n-1} b_i \cdot 2^i$$

$b_1 = MSB$; $b_n = LSB$ $b_{n-1} = MSB$; $b_0 = LSB$

* Per obtenir una corba de transferència amb un error de quantificació simètric de $\pm \frac{1}{2}$ LSB s'ha d'afegir un offset de $(-\frac{1}{2}$ LSB$)$ a la sortida de CDA.

Exemple

Mostreu el funcionament d'un CAD d'aproximacions successives de 4 bits, amb $V_{FS} = 16V$; $v_i = 10{,}75V$.



a) a partir del senyal START, el SAR fa $b_1 = 1$

Codi de sortida del SAR → 1000

La sortida del CDA val

$$V^+ = 16\left[1\times 2^{-1} + 0\cdot 2^{-2} + 0\cdot 2^{-3} + 0\cdot 2^{-4}\right] - \underbrace{\frac{1}{2}\cdot\frac{16}{2^4}}_{\frac{1}{2}\,LSB} = 7{,}5\,V$$

b) Durant T_1, aquesta tensió de sortida de CDA es compara amb la tensió d'entrada

Com que $V^+ < V_i$, aleshores el SAR deixa $\boxed{b_1 = 1}$

c) Al començament de T_2, el SAR fa $b_2 = 1$

Codi de sortida del SAR → 1100

Tensió de sortida

$$V^+ = 16\left[1\cdot 2^{-1} + 1\cdot 2^{-2} + 0\cdot 2^{-3} + 0\cdot 2^{-4}\right] - 0{,}5\,V = 11{,}5\,V$$

d) Com que $V^+ > V_i$ $(11{,}5 > 10{,}75)$

aleshores el SAR modifica b_2, i fa $\boxed{b_2 = 0}$

e) En T_3, el SAR fa $b_3 = 1$

Codi de sortida del SAR → 1010

Tensió de sortida

$$V^+ = 16\left[1\cdot 2^{-1} + 0\cdot 2^{-2} + 1\cdot 2^{-3} + 0\cdot 2^{-4}\right] - 0{,}5\,V = 9{,}5\,V$$

f) Com que $V^+ < V_i$, el SAR deixa $\boxed{b_3 = 1}$

g) En T_4, el SAR fa $b_4 = 1$

Codi de sortida del SAR → 1011

Tensió de sortida

$$V^+ = 16\left[1\cdot 2^{-1} + 0\cdot 2^{-2} + 1\cdot 2^{-3} + 1\cdot 2^{-4}\right] - 0{,}5\,V = 10{,}5\,V$$

h) Com que $V^+ < V_i$, aleshores el SAR deixa $\boxed{b_4 = 1}$

CODI FINAL → 1011

S'ha de notar que qualsevol tensió d'entrada V_i compresa entre

$$10{,}5\,V < V_i < 11{,}5\,V$$

produeix el mateix codi (1011).

Un convertidor A/D d'aproximacions successives de "n bits" realitza la conversió en "n" vegades el temps trigat en fer un cicle sencer del SAR.

Exemple

El CAD ADC0804 d'aproximacions successives de 8 bits triga 8 impulsos de rellotge ($8 \times T_{CK}$) en efectuar un cicle sencer del SAR. Des del moment que s'activa el senyal d'START, el convertidor triga entre 1 i 8 T_{CK} en engegar-se. Finalment, la lectura del codi resultant pot efectuar-se en l'impuls de rellotge següent. Si el fabricant indica un marge de freqüències d'entrada per f_{CK}, compreses entre $100\,KHz \leq f_{CK} \leq 1460\,KHz$, amb un valor típic de $640\,KHz$, calculeu el màxim i el mínim temps de conversió per cada una de les 3 freq. de rellotge anteriors.

a) Número mínim d'impulsos de rellotge.

$$\underbrace{1}_{\text{engegada}} + \underbrace{8 \times 8\,\text{bits}}_{\text{conversió}} + \underbrace{1}_{\text{lectura}} = 66 \text{ impulsos.}$$

b) Número màxim d'impulsos de rellotge.

$$\underbrace{8}_{\text{engegada}} + \underbrace{8 \times 8\,\text{bits}}_{\text{conversió}} + \underbrace{1}_{\text{lectura}} = 73 \text{ impulsos.}$$

1) $F_{CK}|_{min.}$

$$t_{C_{min}} = \frac{1}{100\,KHz} \times 66 = 660\,\mu s.$$

$$t_{C_{màx}} = \frac{1}{100\,KHz} \times 73 = 730\,\mu s$$

2) $F_{CK}|_{típica}$

$$t_{c\,min} = \frac{1}{640\,KHz} \times 66 \cong 103\,\mu s$$

$$t_{c\,màx} = \frac{1}{640\,KHz} \times 73 \cong 114\,\mu s$$

3) $F_{CK}|_{màx}$.

$$t_{c\,min} = \frac{1}{1.460\,KHz} \times 66 \cong 45\,\mu s$$

$$t_{c\,màx} = \frac{1}{1.460\,KHz} \times 73 \cong 50\,\mu s$$

El fabricant classifica aquest convertidor com un convertidor de 100 μs de temps de conversió

En els convertidors d'aproximacions successives és important que el senyal d'entrada no variï en tot el temps que duri la conversió. La màxima variació de V_i en tot el t_c vindrà limitada per l'error de quantificació, com veurem més endavant.

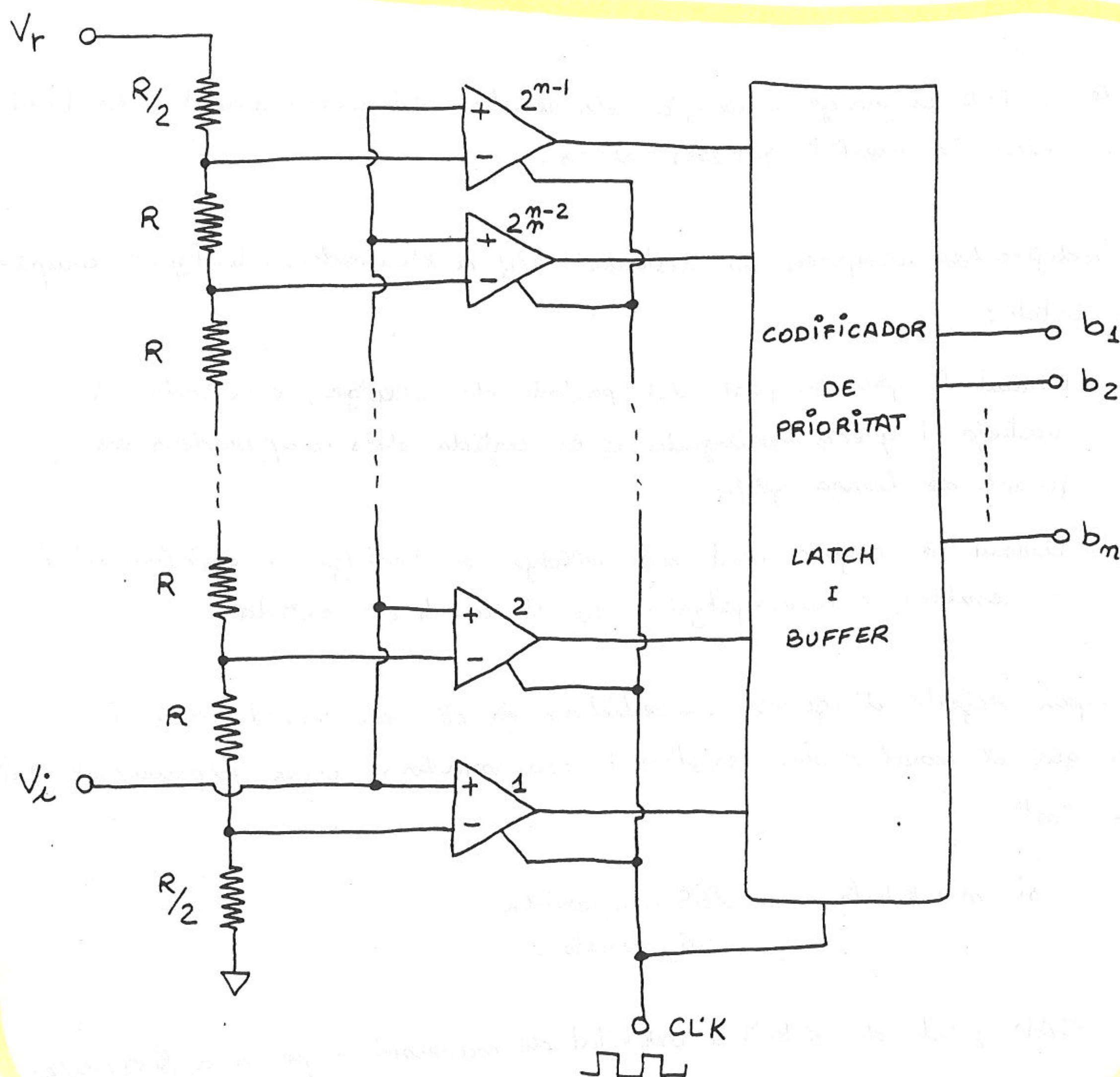
7.3.2.- CAD PARAL·LEL (Convertidor FLASH)

Les àrees de processat de senyals de vídeo, mesures i test d'alta velocitat, etc... necessiten velocitats de conversió superiors a 10 Mconvers./s. Això implica temps de conversió inferiors a 100 ns.

Els CAD d'aproximacions successives no són útils en aquests casos, ja que la seva velocitat està limitada a pocs Mc/s.

Així doncs, s'ha de recórrer a tècniques perquè permetin oferir el codi final amb una sola operació. D'aquesta manera obtindrem velocitats un o més ordres de magnitud superiors als d'aproximacions successives.

Aquests convertidors s'anomenen PARAL·LELS o FLASH ja que processen tots els bits en paral·lel, simultàniament.



S'utilitzen una cadena de 2^n resistors per tal de dividir el marge d'entrada V_r en $(2^n - 1)$ nivells quantificats, i una cadena de $(2^n - 1)$ comparadors de tensió d'alta velocitat, per comparar, simultàniament, el senyal d'entrada amb tots i cada un d'aquests nivells quantificats.

En un moment donat, amb unes tensions V_i i V_r determinades, tots els comparadors que tinguin la seva tensió de referència inferior a V_i tindran la sortida a nivell alt, mentre que tots els altres tindran la sortida a nivell baix. Això produeix una sortida del tipus "codi termomètric" o "barra gràfica".

Les sortides dels comparadors s'introdueixen en un codificador de prioritat per tal d'obtenir a la sortida el codi del primer comparador que té la sortida a nivell alt.

Per tal de centrar el marge analògic, els resistors del començament i del final de la xarxa valen la meitat que eles altres.

Aquests codificadors incorporen un sistema S/H a l'entrada, utilitzant comparadors amb latch:

- Durant la primera part del període de rellotge, l'entrada es mostreja i queda retinguda a la sortida dels comparadors en format de barra gràfica.
- Durant la segona part del rellotge es realitza la codificació, i el resultat s'emmagatzema en el latch de sortida.

El principal defecte d'aquests convertidors és el seu elevat preu i consum, ja que el nombre de resistors i comparadors creix exponencialment respecte de "n"

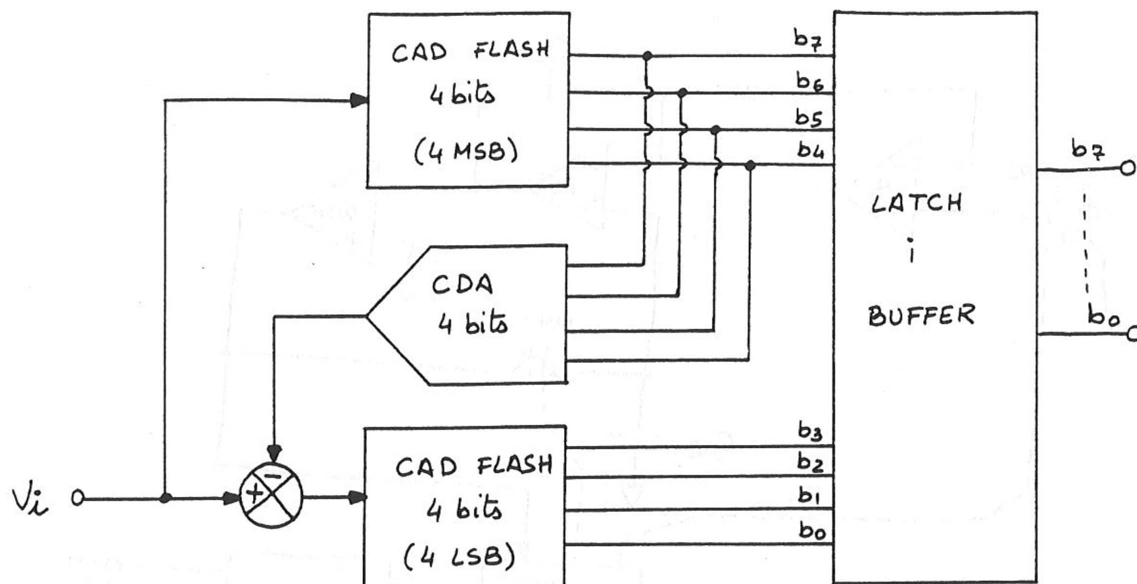
si $n = 8$ bits → 255 comparadors
256 resistors

Hi ha CAD flash de 8 bits i velocitat de conversió superior a 500 MC/s. La potència de dissipació volta 1W/xip.

7.3.3. - CAD Semi-FLASH

Degut a l'elevat preu dels convertidors FLASH s'utilitza la tècnica Semi-FLASH per obtenir altes resolucions i altes velocitats, a preus més reduïts

Si volem obtenir un CAD de 8 bits, aquesta tècnica consisteix en utilitzar dos convertidors tipus FLASH de 4 bits, un convertidor D/A de 4 bits i un circuit restador.



En primer lloc es converteixen els 4 bits més significatius amb el primer CAD. El codi de sortida es converteix a analògic mitjançant el CDA, i el seu valor es resta de la tensió d'entrada. Finalment, la tensió resultant es converteix a digital amb el segon CAD FLASH.

Amb aquest mètode s'obtenen convertidors de 16 bits amb una velocitat de fins a 40 MC/s.

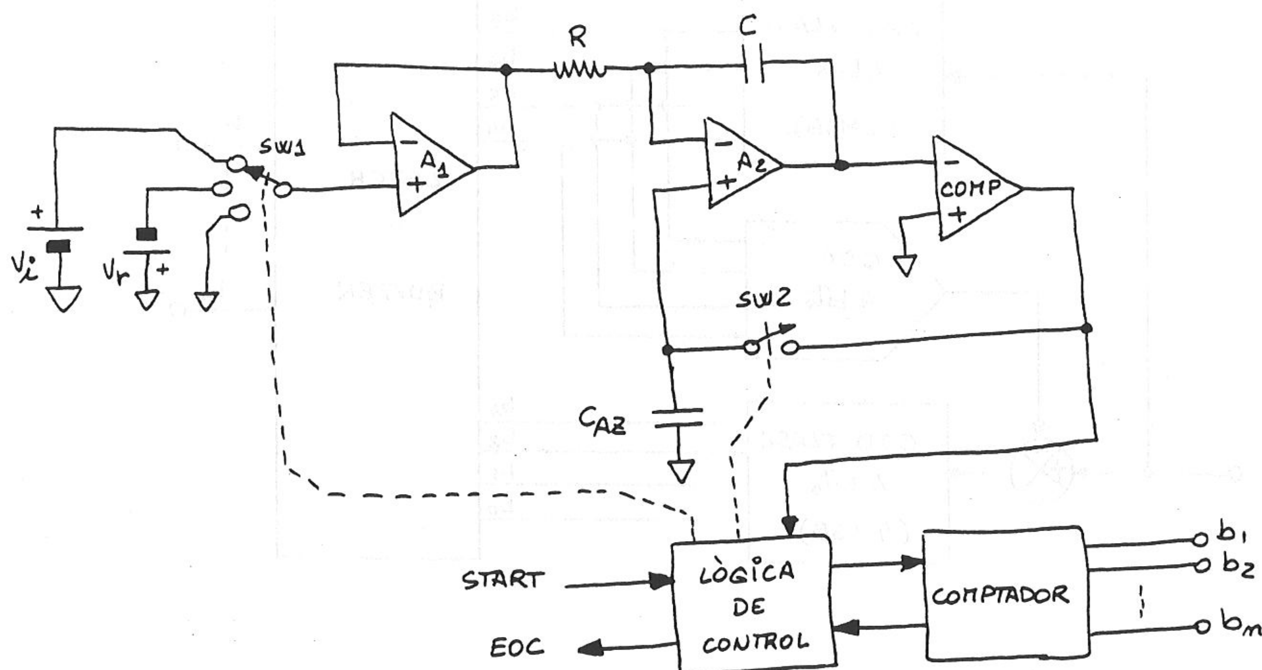
7.3.4.- CAD Integradors (Simple, doble i triple rampa)

Quan es necessita un convertidor amb molta resolució però poca velocitat, el mètode millor són els convertidors integradors.

Poden ser convertidors de simple, doble, triple i, inclós, de quàdruble rampa.

Com exemple d'aquests convertidors exposarem la tècnica d'integració de doble rampa. Es basen en un circuit amb tres parts diferenciades.

- un buffer d'entrada d'alta impedància
- un integrador de precisió
- un comparador de tensió



a) abans d'arribar un senyal d'START, la lògica de control connecta SW1 a terra i SW2 → tancat.

això provoca que C_{AZ} es carregui fins obtenir la tensió de sortida del comparador = ∅, eliminant així les tensions d'offset.

Aquesta fase s'anomena "fase d'autozero"

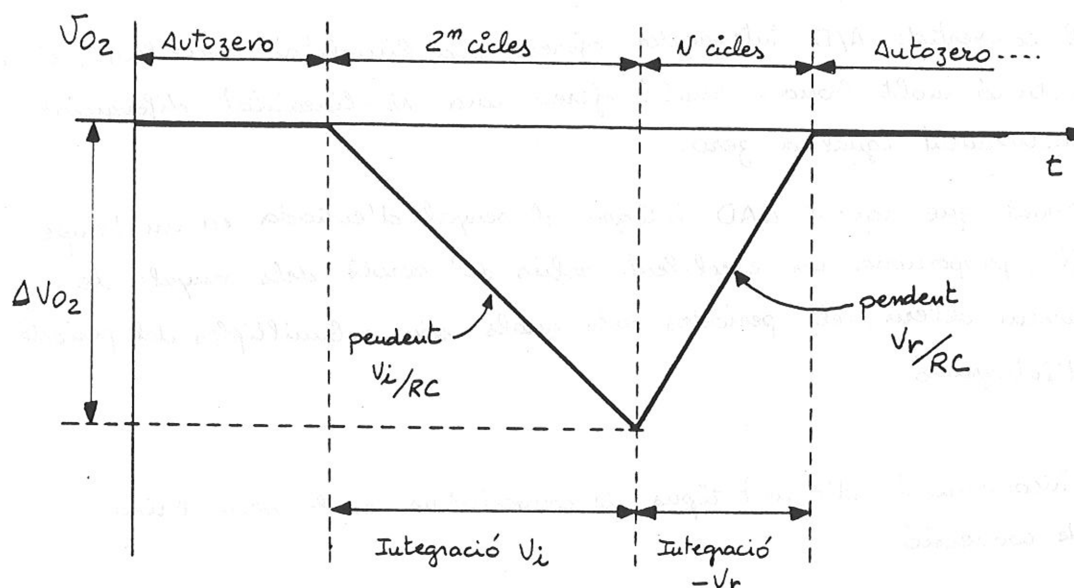
b) Quan arriba un senyal d'START, la lògica de control obre SW2, commuta SW1 a V_i (s'assumeix que V_i és positiu), reseteja el comptador i l'activa

Aquesta fase s'anomena "fase d'integració del senyal V_i"

En aquesta fase el comptador compta 2^n períodes de rellotge, fins que succeeix un "overflow". El senyal d'overflow marca el final d'aquesta fase. La tensió final V_{O2} en aquesta fase val:

$$C \Delta V = I \Delta T$$

$$\Delta V_{O2} = \frac{\frac{V_i}{R}}{C} \cdot 2^n T_{CLK} = \frac{V_i}{RC} 2^n T_{CLK}$$



c) Quan succeeix l'overflow, el comptador es posa a zero, i SW3 es connecta a $-V_r$, causant la integració d'aquesta tensió i una rampa ascendent.

Aquesta fase s'anomena "fase de desintegració"

La fase dura fins que el senyal de sortida $V_{O2} = 0$, moment en que el comparador atura el comptador i posa el circuit en una nova fase d'auto-zero, enviant un senyal EOC.

El valor que marca el comptador és tal que:

$$\Delta V_{O2} = \frac{V_r}{RC} \cdot N \cdot T_{CLK}$$

Com que ΔV_{O2} té el mateix valor, aleshores

$$\frac{V_i}{RC} \cdot 2^n T_{CLK} = \frac{V_r}{RC} N T_{CLK}$$

$$\boxed{N = 2^n \frac{V_i}{V_r}}$$

Aquesta relació indica una colla d'importants característiques

1) L'exactitud de la conversió és independent de R, C, T_{CLK} i dels offsets dels OP-AMPS

2) El funcionament és essencialment Ratiomètric

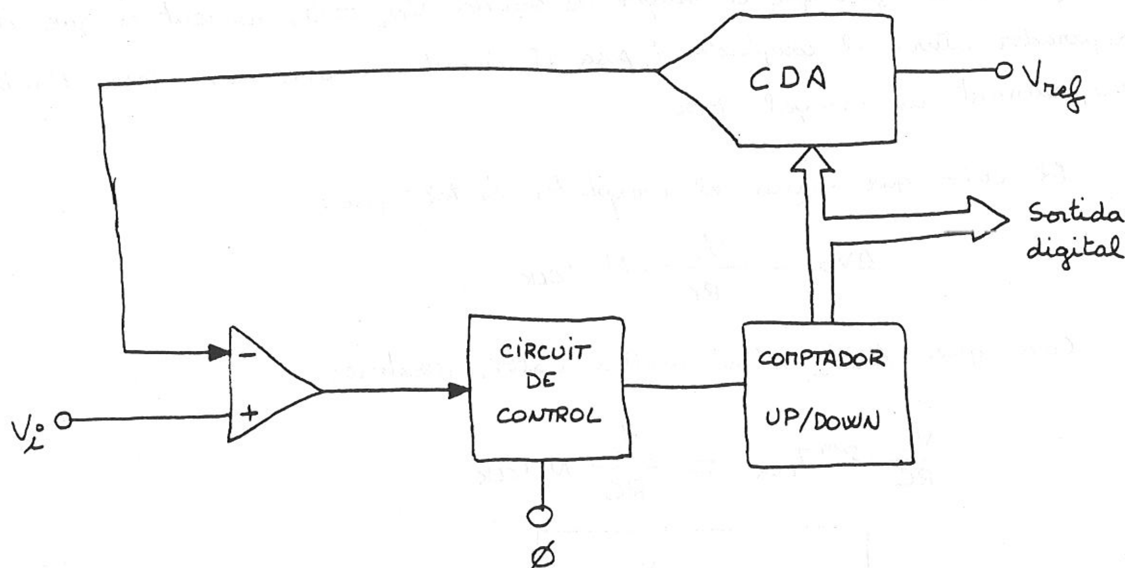
3) El convertidor A/D integrador ofereix una linialitat excel·lent, i una resolució molt bona. També ofereix una No-linealitat diferencial pràcticament igual a zero.

4) Donat que aquest CAD integra el senyal d'entrada en un temps fix, proporciona un excel·lent refús del soroll dels senyals de corrent altern, els períodes dels quals són submúltiples del període d'integració.

L'únic inconvenient d'aquest tipus de convertidors és la seva baixa velocitat de conversió.

De totes maneres, la seva elevada exactitud en la mesura de senyal de baixa freqüència els fan inqüestionables en els instruments digitals (voltímetres, etc...) i en instruments de mesura de variables relativament lentes.

7.3.5.- CAD del tipus Servo



1) a l'iniciar la conversió, el comptador es posa a Ø. Per tant, la sortida del CDA serà 0V, i la sortida del comparador serà positiva.

2) El comptador començarà a incrementar-se, i la sortida del CDA s'anirà incrementant.

3) En el moment que $Vo_{CDA} = Vi$, el comptador es para i la sortida del comptador proporciona el codi del senyal d'entrada Vi.

4) Una vegada la sortida ha assolit l'entrada, qualsevol petit canvi en aquesta és seguit ràpidament pel comptador, comptant o descomptant.

Com que la sortida va seguint sempre l'entrada, no fa falta un S/H, ja que el circuit es comporta com un track/hold.

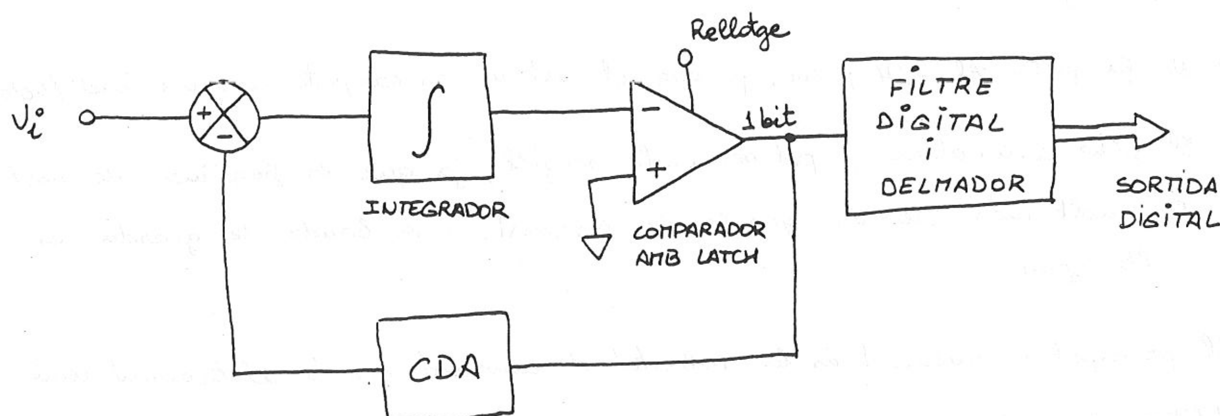
El temps de conversió augmenta amb la resolució.

La màxima velocitat (slew. Rate) del senyal d'entrada està limitada per la freqüència del rellotge.

$$SR = \frac{1\ LSB}{T_\phi} = \frac{V_{FE}/2^n}{T_\phi}$$

V_{FE} = tensió de fons d'escala
n = nombre de bits
T_ϕ = període del rellotge.

7.3.6.- CAD Sigma-Delta



Els CAD Sigma-Delta ($\Sigma\Delta$) també s'anomenen convertidors Delta-Sigma, convertidors d'1 bit o "convertidors per sobremostreig" (oversampling converters). S'estan convertint en els preferits per aplicacions d'alta resolució a baixes i mitjanes freqüències.

Suposem una entrada V_i positiva. La sortida de l'integrador també serà positiva i a la sortida del comparador obtindrem una colla de "1" a la freqüència del rellotge del comparador. Aquesta sèrie d'"1" es converteixen a tensió analògica mitjançant el CDA d'1 bit, i es resten del senyal d'entrada. La tensió de sortida de l'integrador anirà disminuint fins arribar a zero. En aquest moment el comparador donarà una sèrie de "0" a la sortida. Tots els bits "1" i "0" produïts pel comparador es van desant en un registre que actua, al mateix temps de filtre digital. Una vegada ple el registre, ell mateix actua de delmador i ofereix les mostres a la sortida a una velocitat menor a fi d'augmentar la resolució.

Quan més gran (més positiva) sigui l'entrada, més llarga serà la sèrie d'1 a la sortida. Quan més petita (més negativa) sigui l'entrada, més llarga serà la sèrie de 0 a la sortida. Si l'entrada és nul·la, a la sortida del comparador es produeixen tants "1" com "0".

* El mètode és inherentment lineal, ja que només s'utilitza 1 bit en la quantificació.

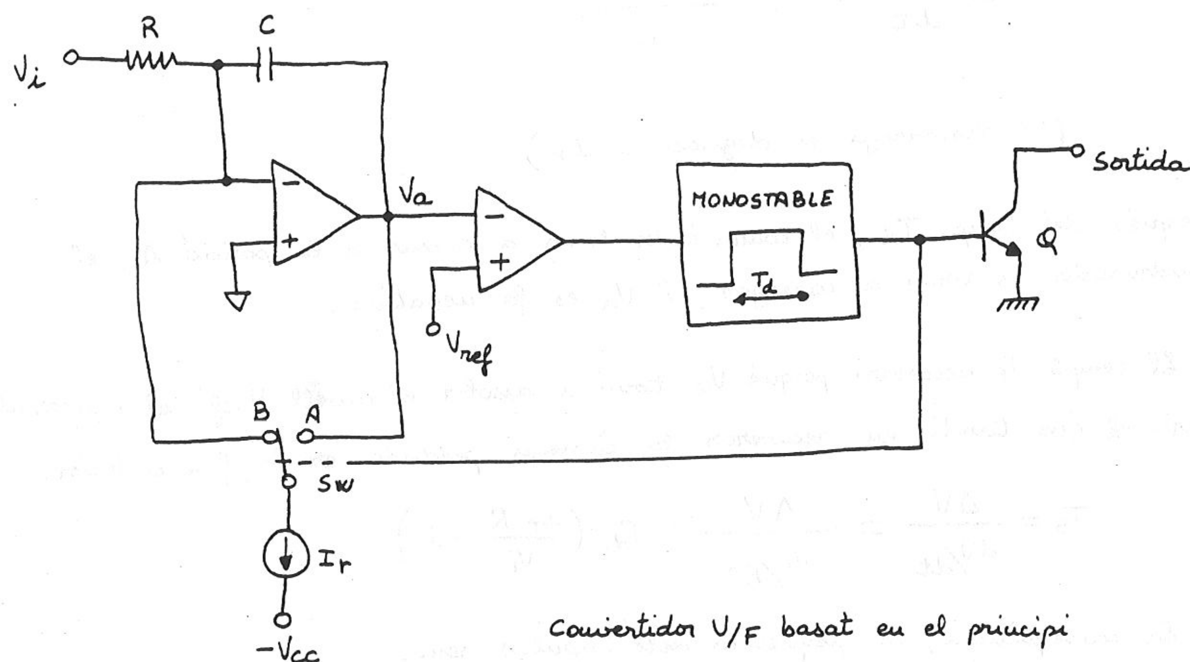
* No fa falta el S/H previ, ja que el sistema es comporta com un track/hold.

* El filtre anti-aliasing pot ser molt senzill, ja que la freqüència de mostreig és molt més elevada que la de Nyquist, i la banda de guarda és molt gran.

El principal inconvenient és la velocitat de conversió, que és relativament lenta. S'utilitzen en aplicacions de baixa freqüència (10 Hz a 100 KHz), en particular audio i veu, amb resolucions de 16 a 21 bits.

7.3.7.- Convertidors tensió - freqüència (V/F)

La freqüència d'un senyal és una magnitud apropiada en la conversió A/D, ja que n'hi ha prou amb un comptador per obtenir una sortida digital. Els convertidors V/F es poden considerar la primera etapa del procés.



Convertidor V/F basat en el principi d'equilibri de càrrega.

funcionament :

1) S'aplica el senyal d'entrada en V_i, i el commutador SW està en la posició A.

   a) El corrent I_r és subministrat per l'operacional i no afecta per res al circuit.

   b) El condensador C es carrega linealment (Si V_i és positiu, aleshores V_a serà negatiu, en forma de rampa).

2) Quan la tensió V_a sigui superior a V_{ref}, es dispararà el monostable, produint un impuls en la sortida, de durada T_d.

3) Durant tots el temps que dura l'impuls de sortida (T_d), el switch SW es manté en la posició B

4) En aquesta posició B, el condensador es descarrega parcialment, i V_a augmentarà en:

$$\Delta V = T_d \frac{dV}{dt} = T_d \frac{I_r - \frac{V_i}{R}}{C}$$

(la descàrrega és deguda a I_r)

5) Després del temps T_d, el commutador torna a passar a la posició A, el condensador es torna a carregar, i V_a es fa negativa.

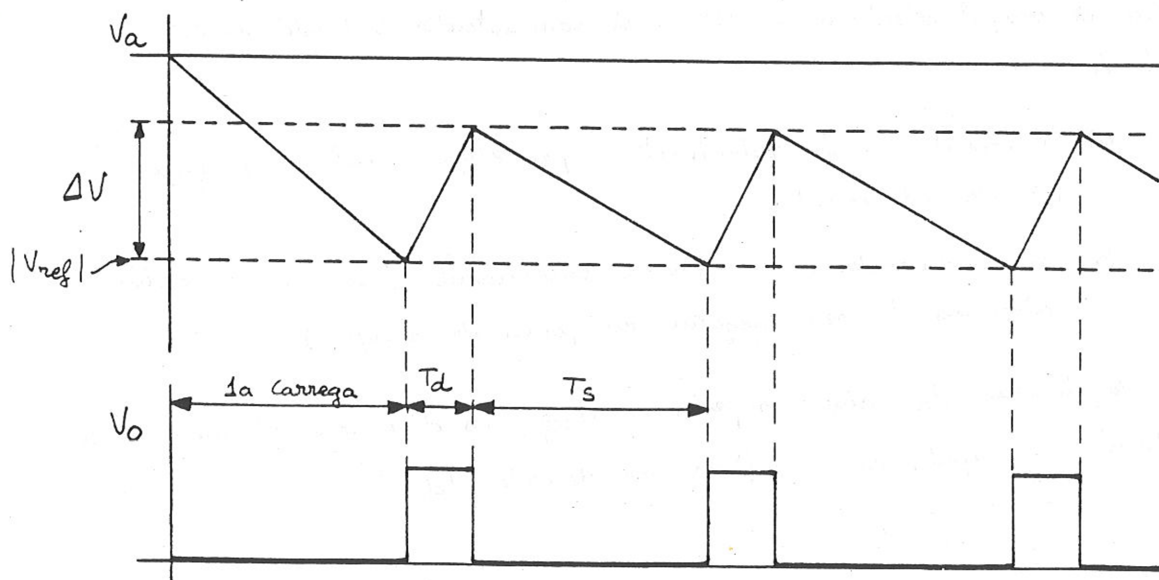
El temps T_s necessari perquè V_a torni a assolir el nivell V_{ref} del comparador, serà el que tardi en recuperar la càrrega perduda en la fase anterior.

$$T_s = \frac{\Delta V}{dV/dt} = \frac{\Delta V}{V_i/RC} = T_d \left(\frac{I_r \cdot R}{V_i} - 1 \right)$$

En conseqüència, la freqüència dels impulsos serà:

$$f_o = \frac{1}{T_d + T_s} = \frac{V_i}{T_d \, I_r \, R}$$

f_o és independent de C, però depen de T_d, I_r i R



7.4.- Errors i Soroll en els C.A.D

Degut al procés de quantificació, tots els CAD provoquen a la seva sortida l'error anomenat de quantificació i que està limitat per $e_q = \pm \frac{q}{2} = \pm \frac{LSB}{2}$

Al mateix temps, i degut als processos físics de fabricació dels seus components interns, es produeixen desajustos entre ells que originen errors a la sortida que s'afegeixen a l'error de quantificació. Aquests errors, anomenats "errors analògics" ja els hem definit abans (No linealitat diferencial, integral, offset......) i el fabricant sol donar-los en els fulls de característiques dels components.

De tots aquests errors n'hi ha que es poden eliminar mitjançant ajustos i calibracions (error d'offset, de guany ....) i d'altres que no (no-linealitat integral i diferencial, quantificació ...). Generalment, el fabricant sol donar l'error total del convertidor, en fraccions de LSB. Aquest error total pot incloure o no l'error de quantificació. De vegades, el mateix fabricant separa aquests dos tipus d'error, donant "l'error total no ajustat" i "l'error total ajustat".

ERROR ADC:
- ERROR DIGITAL → ERROR DE QUANTIFICACIÓ ($e_q = \pm \frac{1}{2} LSB$)
- ERROR ANALÒGIC → ERROR DEL COMPARADOR, TENSIÓ D'ALIMENTACIÓ LINEALITAT RESISTORS, etc ($e_a = \pm 1 LSB$ p.ex.)

L'error total serà la suma dels dos errors anteriors.

$$\text{Error Total}_{CAD} = \text{ERROR DIGITAL} + \text{ERROR ANALÒGIC}$$

Exemple.

A partir dels fulls de característiques del fabricant del CAD ADC0804, doneu-ne els diferents errors. Feu el mateix amb el TLC2543C.

Electrical Characteristics

The following specifications apply for $V_{CC} = 5\ V_{DC}$, $T_{MIN} \le T_A \le T_{MAX}$ and $f_{CLK} = 640$ kHz unless otherwise specified.

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
ADC0801: Total Adjusted Error (Note 8)	With Full-Scale Adj. (See Section 2.5.2)			± 1/4	LSB
ADC0802: Total Unadjusted Error (Note 8)	$V_{REF}/2 = 2.500\ V_{DC}$			± 1/2	LSB
ADC0803: Total Adjusted Error (Note 8)	With Full-Scale Adj. (See Section 2.5.2)			± 1/2	LSB
ADC0804: Total Unadjusted Error (Note 8)	$V_{REF}/2 = 2.500\ V_{DC}$			± 1	LSB
ADC0805: Total Unadjusted Error (Note 8)	$V_{REF}/2$-No Connection			± 1	LSB
$V_{REF}/2$ Input Resistance (Pin 9)	ADC0801/02/03/05 ADC0804 (Note 9)	2.5 0.75	8.0 1.1		kΩ kΩ
Analog Input Voltage Range	(Note 4) V(+) or V(−)	Gnd−0.05		V_{CC} + 0.05	V_{DC}
DC Common-Mode Error	Over Analog Input Voltage Range		± 1/16	± 1/8	LSB
Power Supply Sensitivity	$V_{CC} = 5\ V_{DC}$ ± 10% Over Allowed $V_{IN}(+)$ and $V_{IN}(-)$ Voltage Range (Note 4)		± 1/16	± 1/8	LSB

operating characteristics over recommended operating free-air temperature range, $V_{CC} = V_{ref+} = 4.5$ V to 5.5 V, I/O CLOCK frequency = 4.1 MHz

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP†	MAX	UNIT
E_L	Linearity error (see Note 5)	See Figure 2			±1	LSB
E_D	Differential linearity error	See Figure 2			±1	LSB
E_O	Offset error (see Note 6)	See Note 2 and Figure 2			±1.5	LSB
E_G	Gain error (see Note 6)	See Note 2 and Figure 2			±1	LSB
E_T	Total unadjusted error (see Note 7)				±1.75	LSB
	Self-test output code (see Table 3 and Note 8)	DATA INPUT = 1011		2048		
		DATA INPUT = 1100		0		
		DATA INPUT = 1101		4095		
t_{conv}	Conversion time	See Figures 10–15		8	10	µs
t_c	Total cycle time (access, sample, and conversion)	See Figures 10–15 and Note 9			10 + total I/O CLOCK periods + $t_{d(I/O-EOC)}$	µs
t_{acq}	Channel acquisition time (sample)	See Figures 10–15 and Note 9	4		12	I/O CLOCK periods
t_v	Valid time, DATA OUT remains valid after I/O CLOCK↓	See Figure 7	10			ns
$t_{d(I/O-DATA)}$	Delay time, I/O CLOCK↓ to DATA OUT valid	See Figure 7			150	ns
$t_{d(I/O-EOC)}$	Delay time, last I/O CLOCK↓ to EOC↓	See Figure 8		1.5	2.2	µs
$t_{d(EOC-DATA)}$	Delay time, EOC↑ to DATA OUT (MSB/LSB)	See Figure 9			100	ns
t_{PZH}, t_{PZL}	Enable time, $\overline{CS}$↓ to DATA OUT (MSB/LSB driven)	See Figure 4		0.7	1.3	µs
t_{PHZ}, t_{PLZ}	Disable time, $\overline{CS}$↑ to DATA OUT (high impedance)	See Figure 4		70	150	ns
$t_{r(EOC)}$	Rise time, EOC	See Figure 9		15	50	ns
$t_{f(EOC)}$	Fall time, EOC	See Figure 8		15	50	ns
$t_{r(bus)}$	Rise time, data bus	See Figure 7		15	50	ns
$t_{f(bus)}$	Fall time, data bus	See Figure 7		15	50	ns
$t_{d(I/O-CS)}$	Delay time, last I/O CLOCK↓ to $\overline{CS}$↓ to abort conversion (see Note 10)				5	µs

† All typical values are at $T_A = 25°C$.

NOTES: 2. Analog input voltages greater than that applied to REF+ convert as all ones (111111111111), while input voltages less than that applied to REF− convert as all zeros (000000000000).
5. Linearity error is the maximum deviation from the best straight line through the A/D transfer characteristics.
6. Gain error is the difference between the actual midstep value and the nominal midstep value in the transfer diagram at the specified gain point after the offset error has been adjusted to zero. Offset error is the difference between the actual midstep value and the nominal midstep value at the offset point.
7. Total unadjusted error comprises linearity, zero-scale, and full-scale errors.
8. Both the input address and the output codes are expressed in positive logic.
9. I/O CLOCK period = 1/(I/O CLOCK frequency) (see Figure 7).
10. Any transitions of $\overline{CS}$ are recognized as valid only if the level is maintained for a setup time. $\overline{CS}$ must be taken low at ≤ 5 µs of the tenth I/O CLOCK falling edge to ensure a conversion is aborted. Between 5 µs and 10 µs, the result is uncertain as to whether the conversion is aborted or the conversion results are valid.

ADC 0804

$e_q = \pm \frac{1}{2}$ LSB

error no ajustat = ± 1 LSB

error total = $e_t = \pm(\frac{1}{2}LSB + 1 LSB) = \pm 1{,}5$ LSB

TLC 2543C

$e_q = \pm 0{,}5$ LSB

LE = error de linealitat = ± 1 LSB
DNL = error de no-linealitat diferencial = ± 1LSB
error d'offset = ± 1,5 LSB
error de guany = ± 1 LSB
error no ajustat = ± 1,75 LSB

error total = $e_t = \pm(\frac{1}{2}LSB + 1{,}75\,LSB) = \pm 2{,}25$ LSB.

7.4.1. - Marge Dinàmic d'un CAD i Relació Senyal Soroll.

Els errors vistos en l'apartat anterior tenen sentit quan analitzem el CAD de manera estàtica, és a dir, quan pretenem mesurar l'error a la sortida a partir d'una entrada qualsevol determinada.

Quan analitzem el comportament d'un CAD a partir d'una entrada variable (és a dir, en règim dinàmic) podem observar que l'error produït en el codi de sortida no és constant, sinó que també varia. Aquest error és el resultat d'aplicar la funció de transferència a la tensió d'entrada.

Podem considerar aquest error variable de la sortida com un soroll afegit al codi normal de sortida.

Si considerem que la variable d'entrada pot prendre qualsevol valor comprès en el marge d'entrada del convertidor amb la mateixa probabilitat, aleshores l'error de quantificació es comporta com un soroll de valor eficaç

$$v_{n_q} = \frac{q}{\sqrt{12}} \quad V_{rms} \quad \text{(soroll de quantificació)}$$

Com que, ademés de l'error de quantificació, tots els CDD porten associat un cert error analògic (de linealitat + offset + guany) s'haurà de calcular el soroll real per cada quantificador concret.

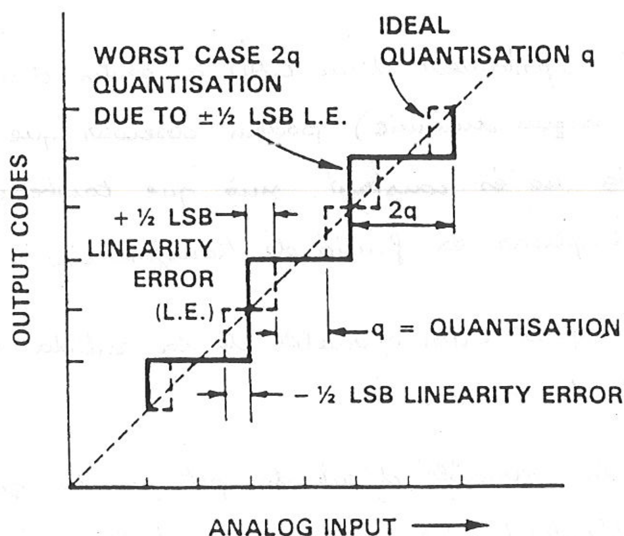
Exemple

Calculeu el soroll de quantificac d'un CAD que té un error total no ajustat de $e_t = \pm \frac{1}{2}$ LSB.

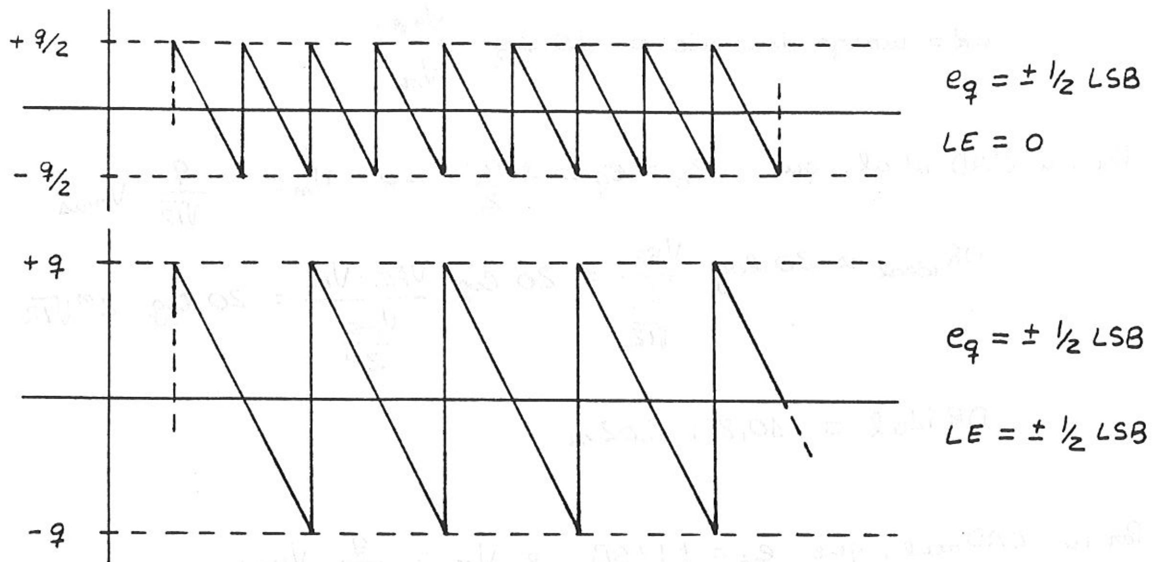
Aquest convertidor té un error total, $e_t = \pm \left[\underbrace{\tfrac{1}{2} LSB}_{e_q} + \underbrace{\tfrac{1}{2} LSB}_{e_{tna}} \right] = \pm 1 LSB$

Per fer-ho més fàcil, suposarem que tot l'error analògic es deu a error de linealitat. Per tant, $LE = \pm \frac{1}{2}$ LSB.

Per fer-ho encara més facil, suposarem que aquest error de linealitat és present en tota la funció de transferència → és el pitjor cas de tots.



L'error de quantificació queda de la manera següent:



i el valor eficaç del soroll de quantificació queda doblat

$$v_{nq} = 2 \cdot v_{nq_{ideal}} = 2 \cdot \frac{q}{\sqrt{12}} = \frac{q}{\sqrt{3}} \quad V_{rms}$$

Per tant, en una aproximació general, podem suposar que un CAD que tingui un error total igual a "m" vegades l'error de quantificació ideal, el seu soroll sempre serà inferior o igual a "m" vegades el soroll de quantificació ideal

Si $e_t = m \cdot e_q$, aleshores

$$v_{nt} \leq m \cdot \frac{q}{\sqrt{12}} (V_{rms})$$

<u>Marge Dinàmic</u> (Dynamic Range) és la relació (en dB) entre la màxima amplitud del senyal d'entrada i el nivell del soroll.

$$DR = \text{marge dinàmic} = 20 \log \frac{V_{FE}}{V_n}$$

* Per un CAD ideal, que $e_t = e_q = \pm \frac{q}{2} \rightarrow V_n = \frac{q}{\sqrt{12}} V_{rms}$

$$DR_{ideal} = 20 \log \frac{V_{FE}}{\frac{q}{\sqrt{12}}} = 20 \log \frac{V_{FE} \cdot \sqrt{12}}{\frac{V_{FE}}{2^n}} = 20 \log 2^n \sqrt{12}$$

$$DR_{ideal} = 10{,}8 + 6{,}02\, n$$

* Per un CAD real, que $e_t = \pm 1 LSB \rightarrow V_n = \frac{q}{\sqrt{3}} V_{rms}$

$$DR = 20 \log \frac{V_{FE}}{\frac{q}{\sqrt{3}}} = 20 \log 2^n \sqrt{3} = 4{,}8 + 6{,}02\, n$$

<u>Relació Senyal / Soroll</u> (Signal to Noise Ratio, SNR) és la relació entre l'amplitud del senyal i l'amplitud del soroll present. (en dB). Com que es tracta de soroll aleatori, les dues quantitats es donen en valor eficaç

$$SNR = \text{Relació Senyal/Soroll} = 20 \log \frac{V_{i\,(rms)}}{V_{n\,(rms)}}$$

<u>Exemple</u>

Calculem la relació senyal/soroll d'un convertidor A/D, amb un fons d'escala V_{FE} i "n" bits, si apliquem una entrada sinusoidal unipolar (entre 0 i V_{FE}). Considerem a) convertidor ideal. b) error total = ±1LSB. (Considerem el senyal d'entrada d'amplitud màxima)

En primer lloc hem de calcular el valor eficaç del senyal d'entrada

$$v_i\,(rms) = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}(V_{FE}\cdot \sin\alpha)^2 d\alpha}$$

$$= \left[\frac{V_{FE}^2}{2\pi}\int_0^{2\pi}\sin^2\alpha\, d\alpha\right]^{1/2} = \left[\frac{V_{FE}^2}{2\pi}\left[\frac{\alpha}{2}-\frac{\sin 2\alpha}{4}\right]_0^{2\pi}\right]^{1/2}$$

$$= \left[\frac{V_{FE}^2}{2\pi}\cdot\frac{2\pi}{2}\right]^{1/2} = \sqrt{\frac{V_{FE}^2}{2}} = \frac{V_{FE}}{\sqrt{2}}$$

<u>Cas a)</u>, $e_t = e_q = \pm \frac{1}{2} LSB$ (quantificador ideal)

$$V_n = \frac{q}{\sqrt{12}} \quad (rms)$$

per tant, $$S/N = 20 \log \frac{\frac{V_{FE}}{\sqrt{2}}}{\frac{q}{\sqrt{12}}}$$

$$S/N = 20 \log \frac{\sqrt{12}}{\sqrt{2}}\cdot\frac{V_{FE}}{q} = 20 \log \frac{\sqrt{12}}{\sqrt{2}}\cdot\frac{V_{FE}}{V_{FE}/2^n} = 20 \log \frac{\sqrt{12}}{\sqrt{2}}\cdot 2^n$$

$$\boxed{S/N = 7{,}78 + 6{,}02\cdot n}$$

<u>cas b)</u>, $e_t = \pm 1 LSB$ (quantificador real).

$$V_n = 2\cdot\frac{q}{\sqrt{12}} = \frac{q}{\sqrt{3}} \quad (rms.$$

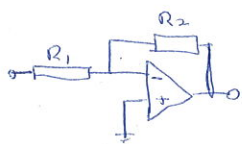
$$S/N = 20 \log \frac{V_{FE}/\sqrt{2}}{q/\sqrt{3}} = 20 \log \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}\cdot 2^{2n}$$

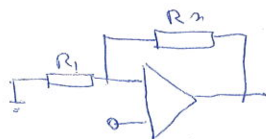
$$\boxed{S/N = 1{,}76 + 6{,}02\cdot n}$$

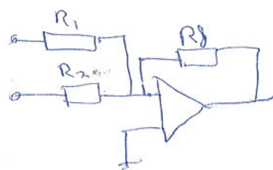
A partir d'aquest exemple es pot observar que:

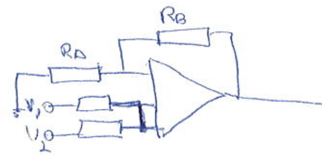
1) Per cada bit que s'incrementi la resolució d'un convertidor A/D, la seva relació S/N augmenta, aproximadament, + 6 dB.

2) Per cada error de ± 1/2 LSB que s'afegeixi a l'error de quantificació, la relació S/N d'un CAD disminueix, aproximadament, -6 dB.







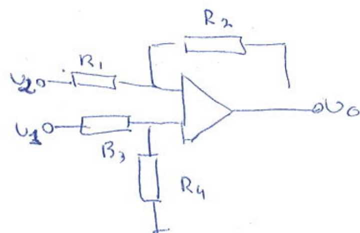


$$V_G = -\frac{R_2}{R_1} V_i$$

$$V_G = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_i$$

$$V_0 = -R_f \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2}\right)$$

$$V_0 = \left(1 + \frac{R_B}{R_A}\right) \frac{\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}$$



$$V_0 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) V_1 - \frac{R_2}{R_1} V_2$$

$R_3 = R_1 \qquad R_2 = R_4$

$$V_0 = \frac{R_2}{R_1}(V_2 - V_1)$$

e_a = valor obtingut − valor ideal

$$e_r = \frac{e_a}{\text{valor ideal}}$$

$$V_{o\,err} = \underbrace{\left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) V_{io}}_{V_{OO}} + R_F \cdot \begin{cases} \text{no comp. } I_B \\ \text{comp } I_{io} \end{cases}$$

$$V_o = \underbrace{G V_i}_{\text{ideal}} + V_{o\,err.}$$

Instrumentació

$$CMRR = \frac{1}{2} \frac{R_4 R_7 + R_5 R_6 + 2 R_5 R_7}{R_4 R_7 - R_5 R_6}$$

$$\frac{1}{CMRR} = \frac{1}{CMRR1} + \frac{1}{CMRR2} + \frac{1}{G+1}\left(\frac{-1}{CMRR3} + \frac{1}{CMRR_R}\right)$$

$$G = \frac{2R_1}{R_2} = \frac{2R_3}{R_2}$$

$$V_0 = -V_d \left[\frac{1 + \frac{R_5}{R_4}}{1 + \frac{R_6}{R_7}}\left(\frac{R_3}{R_2} + \frac{1}{2}\right) + \frac{R_5}{R_4}\left(\frac{1}{2} + \frac{R_1}{R_2}\right)\right] +$$

$$+ V_{mc} \left[\frac{1 - \frac{R_6 R_5}{R_7 R_4}}{1 + \frac{R_6}{R_7}}\right]$$

$$V_{io} = \left[V_{io}\big|_{25°C} + \frac{\Delta V_{io}}{\Delta T}\Delta T + \frac{\Delta V_{io}}{\Delta t}\Delta t + \frac{\Delta V_{io}}{\Delta V_{cc}}\Delta V_{cc} \right]$$

$$G_d = \frac{1}{2}\left[\frac{R_2}{R_1} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right)\right]$$

$$V_o = G_{mc} \cdot V_{mc} + G_d V_d$$

$$CMRR = \frac{G_d}{G_{md}}$$

$$\frac{1}{CMRR_T} = \frac{1}{CMRR_R} + \frac{1}{CMRR_{op}}$$

$$CMRR_{R_1} = \frac{1}{2} \frac{R_1 R_4 + R_2 R_3 + 2 R_4 R_2}{R_1 R_4 - R_2 R_3}$$

Linealització R

$$R = \frac{R_{T2}(R_{T1} + R_{T3}) - 2 R_{T1} R_{T3}}{R_{T1} + R_{T3} - 2R_{T2}}$$

$$R_{eq} = R_{T1} /\!/ R$$

$$R = R_0 e^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)} \quad °K$$

galgas

$R = \rho \frac{l}{A}$

Esforç $\sigma = \frac{F}{A}$

deformació $\varepsilon = \frac{\Delta l}{l}$

autoescalfament $\Delta T = \frac{R I^2}{K}$

Llei de Hooke $\varepsilon = \frac{\sigma}{E}$ E = cnt material

$R = R_0(1 + \alpha \Delta T + \alpha_2 \Delta T_0^2 + \ldots + \alpha_n \Delta T^n$

$R = R_0(1 + \alpha \Delta T + \beta \Delta T^2)$

$\alpha = K \cdot \varepsilon$